



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO
TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

PANU LEINONEN
D-LUOKAN AUDIOVAHVISTIN

Diplomityö

Tarkastaja: prof. Karri Palovuori
Tarkastaja ja aihe hyväksytty
Tieto- ja sähkötekniikan
tiedekuntaneuvoston kokouksessa
13. elokuuta 2014

TIIVISTELMÄ

LEINONEN, PANU: D-luokan audiovahvistin

Tampereen teknillinen yliopisto

Diplomityö, 54 sivua

Joulukuu 2014

Signaalinkäsittelyn ja tietoliikennetekniikan diplomi-insinöörin tutkinto-ohjelma

Pääaine: Elektroniikan tuotesuunnittelu

Tarkastaja: professori Karri Palovuori

Avainsanat: D-luokan vahvistin, audiovahvistin, FPGA-piiri

Työssä toteutettiin D-luokan audiovahvistin, käyttäen A/D-muunninta ja FPGA-kehitysalustaa. Työn tarkoitus oli osoittaa, että on mahdollista toteuttaa audiovahvistin hyvällä hyötysuhteella, ja FPGA-piirille ohjelmoituna. Hyvä hyötysuhde minimoi jäähdytyslevyille tarvittavan pinta-alan, jolloin vahvistin voidaan toteuttaa kompaktissa koossa.

Sisääntuloon toteutettiin analogisena kaksi toisen asteen suodinta. Suotimet ovat tyypiltään yli- ja alipäästösuoitimia. Suodinten tehtävä on poistaa signaalihohtimiin tulevaa audiotaajuuksien ulkopuolista häiriötä, ulkopuolisista lähteistä.

Ulostulossa vahvistimella on neljännen asteen Butterworth alipäästösuoitin, jonka tehtävä on muuttaa pulssimoduloitu signaali, diskreettiseksi signaaliksi, joka on toistettavissa kaiuttimilla. Yleisesti D-luokan vahvistimissa käytetään toisen asteen suodinta ulostulossa.

FPGA-piirille ohjelmoitiin kolmitasaisen pulssileveysmodulaation ulostuloon toteuttava ratkaisu. Ohjelmointi jaettiin pieniä kokonaisuuksia toteuttaviin osiin, jotka yhdistelemällä saatiin lopullinen vahvistin. Vahvistimen toiminnan oikeellisuuden varmistamiseksi toteutettiin testipenkki, joka simuloi A/D-muuntimelta tulevia sini-muotoisen signaalin arvoja.

Mittauksissa huomattiin vahvistimen toistavan vain yli 10 kHz:n taajuuksia täydellisesti, ja siitä alemmat taajuudet vääristyivät. Vääristymä paheni alemmille taajuuksille siirryttäessä. Sisääntulosuoitin toimi moitteettomasti. FPGA-piirille ohjelmoitu pulssileveysmodulaatio toimi mittauksissa myös moitteettomasti.

Käyttäen FPGA-piiriä on mahdollista toteuttaa audiovahvistin, joka on kooltaan pieni ja mahdollistaa useampikanavaisen vahvistimen toteuttamisen vahvistimen osalta matalaan koteloon. Hyötysuhteessa päästiin yli 90 %:iin, mutta 95 %:in tavoite jäi saavuttamatta.

ABSTRACT

LEINONEN, PANU: Class-D amplifier

Tampere University of Technology

Master of Science Thesis, 54 pages

December 2014

Master's Degree Programme in Signal Processing and Communications Engineering

Major: Electronics Product Design

Examiner: Professor Karri Palovuori

Keywords: Class-D amplifier, audio amplifier, FPGA-circuit

The work concerned a class-D amplifier, using an A/D-converter and a FPGA-development board. The purpose of the work was to demonstrate that it is possible to develop a class-D amplifier with high efficiency using a FPGA-board. High efficiency minimizes the need for heat sinks and allows the amplifier to be built compactly.

For the amplifier's input, two second order filters were used to remove the excess noise coming from external sources. The filter types were low-pass and high-pass.

For the output a fourth order Butterworth filter was used to transform the pulse width modulation into a discrete signal, which is repeatable by speakers. Generally class-D amplifiers use second order filters in the output.

In the FPGA-board, three level pulse width modulation was used to maximize the efficiency of the output. Coding the FPGA was divided into several modules. To verify and test the code, a test bench was created. The test bench simulated an A/D-converter with a sinusoidal wave for its input.

The amplifier produced distortion at frequencies below 10 kHz as determined when measuring the amplifiers output. The distortion worsened at lower frequencies. The input filter worked properly. The code that produced pulse width modulation in the FPGA worked fine.

This project determined it is possible to create a class-D amplifier using a FPGA-chip, which is small in size, and allows for a several channel amplifier to be made in flat housing. The efficiency of the amplifier was higher than 90% but the goal of 95% was not achieved.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö tehtiin Tampereen Teknillisen Yliopiston Elektroniikan laitokselle syksyn 2014 aikana. Työn aihe oli erittäin kiinnostava ja oma toteutus mielekästä. Vahvistimen toteutus ei olisi ollut mahdollista ilman vanhempieni tukea ja haluaisinkin kiittää heitä tämän projektin mahdollistamisesta.

Tampereella, 12.1.2015

Panu Leinonen

SISÄLLYS

1.	JOHDANTO	1
2.	TAUSTAA	2
2.1	D-luokan audiovahvistin	2
2.1.1	Transistorit	2
2.1.2	Puolisilta.....	3
2.1.3	Kokosilta	4
2.2	Hyötysuhde.....	5
2.2.1	MOSFET:n tehohäviöt.....	6
2.2.2	Ulostulosuotimen tehohäviöt	8
2.2.3	Yhteistehonkulutus ja hyötysuhde	10
2.3	Pulssileveysmodulaatio-ohjaus.....	12
2.3.1	Kolmioaalto-ohjaus	12
2.3.2	Kolmitasoinen pulssileveysmodulaatio.....	14
2.3.3	A/D-muunnin ja pulssileveysmodulaatio	16
2.3.4	Kuollut aika.....	17
3.	JÄRJESTELMÄ.....	19
3.1	Sisääntulosuodin.....	19
3.1.1	Puskurivahvistin.....	20
3.1.2	Harmoninen kokonaissärö.....	22
3.1.3	Sallen-Key	23
3.1.4	Sisääntulosuodin laskettuna	26
3.2	Ulostulosuodin	27
3.2.1	Neljännän asteen Butterworth-suodin	30
3.3	FPGA-piiri	39
3.3.1	Ohjelmointi	40
3.3.2	A/D-muuntimelta tulevan arvon lukeminen.....	41
3.3.3	Äänenvoimakkuuden säätö	42
3.3.4	Keskiarvon laskenta	43
3.3.5	Ulostulon ohjaus	44
3.4	Piirilevy	44
4.	TULOKSET	48
5.	YHTEENVETO	53

LYHENTEET JA MERKINNÄT

ABS tai	Itseisarvon merkintä
A/D-muunnin	Analogia–digitaali muunnin
B	Polynomi
<u>BUSY</u>	Ei kiireellinen
<u>C</u>	Kondensaattori
<u>CONVST</u>	Ei muunnostilassa
DC-taajuus	Nollataajuus
Desibeliasteikko	Kymmenkantainen äänenvoimakkuuden mittausasteikko
F	Taajuus
FPGA	Field-Programmable Gate Array, Helposti uudelleen ohjelmoitava mikropiiri
HDL-designer	Mentor Graphicsin tekemä visuaalinen ohjelma FPGA:n ohjelmoimiseen
h-silta	Puolisiltakytkentä
H-silta	Kokosiltakytkentä
I	Virta
I/O	Sisään- ja ulostuloliitännät
LC-suodin	Keloista ja kondensaattoreista koostuva suodin
L	Kela
MOSFET	Metallioksidi-puolijohdekanavatransistori
MUX	Multiplekseri
MSB-bitti	Eniten merkitsevä binäärinumero
PSPICE	Elektronisten kytkentöjen simulointiohjelma
P	Teho
Rajataajuus	Tehon puolittuman taajuus
RCA	Audiolaitteissa käytetty liitântätapa
R	Resistanssi
Sallen-Key	Topologia elektronisen suotimen toteuttamiseen
T	Aika
THD	Harmoninen kokonaissärö
V	Jännite
Q	Hyvyysarvo tai hyvyysluku
Q-alamerkinnällä	MOSFET:in lataus
η	Hyötysuhde
ω	Kulmataajuus

1. JOHDANTO

Lineaariset vahvistimet, joiden äänenlaatu on hyvä, omaavat huonon hyötysuhteen ja tämän vuoksi päätettiin toteuttaa vahvistin käyttäen D-luokan topologiaa, jossa yhdistyy hyvä hyötysuhde ja hyvä äänenlaatu. Korkea hyötysuhde η mahdollistaa jäähdytyslevyjen minimoimisen, jolloin suurenkin ulostulotehon omaava vahvistin voidaan toteuttaa kompaktissa paketissa. Samalla käyttöjännitelähteen virranantokyvyn vaatimukset vähentyvät, jolloin voidaan käyttää halvempaa käyttöjännitelähdettä.

Tämän työn tavoite oli toteuttaa audiovahvistin, jonka hyötysuhde on yli 95 prosenttia. Työssä toteutettu vahvistin suunniteltiin toimivaksi 30 voltin käyttöjännitteillä, mutta myös suuremmat käyttöjännitteet ovat mahdollisia.

Ihmiskorvan kuuloalue ylettyy noin 20 kHz:iin, mutta harvempi ihminen kuulee yli 16 kHz:n ääniä. D-luokan vahvistimen tulisi toimia taajuuksilla, jotka ovat yli 100 kHz. Tällöin ulostuloa saadaan suodatettua riittävästi, jotta kytkentätaajuinen häiriö ei ole kuultavissa merkittävästi ulostulossa. Suodatuksen toimintaa voidaan tarkastella visuaalisesti esitetyllä taajuusfunktion amplitudina, eli amplitudivasteesta.

Amplitudivasteen tarkastelussa on riittävää ihmiskuulon kannalta tarkastella taajuuksia, jotka ovat alle 16 kHz:iä. Kytkentätaajuudella esiintyvä häiriö on kuitenkin saatava riittävän pieneksi, jotta se ei huononna äänenlaatua merkittävästi. Vahvistimen taajuusalue asetettiin 20 Hertzistä 16 kHz:iin.

2. TAUSTAA

Tässä kappaleessa perehdytään työssä käytettävän audiovahvistimen toiminnan perusteisiin ja osiin, joista vahvistin koostuu. Kappaleessa käsitellään lisäksi teoreettinen pohja hyötysuhdelaskuille ja pulssileveysmodulaatiolle.

2.1 D-luokan audiovahvistin

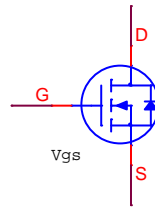
D-luokan audiovahvistin koostuu yleisesti eri vaiheista. Ensimmäisenä vaiheena on sisääntulonsuodatus, jossa sisään tulevasta signaalista vaimennetaan audiotaaajuuksien ulkopuoliset häiriöt. Toisena vaiheena on pulssimoduloidun signaalin muodostaminen suodatetusta analogisesta audiosignaalista. Kolmantena vaiheena on ulostulovaihe, jossa saatu pulssileveysmoduloitu signaali vahvistetaan käyttäen kytkimiä. Neljäs ja viimeinen vaihe on ulostulosuodin, jossa vahvistettu pulssimoduloitu-signaali muutetaan takaisin diskreetti-ajaiseen muotoon. Työssä toteutettu vahvistin seuraa edellä mainittuja D-luokan vahvistimen vaiheita, sillä poikkeuksella, että pulssimoduloidun-signaalin toteutukseen on käytetty A/D-muunninta.

Huonojakin puolia D-luokan vahvistimelta löytyy. Ulostulosuodin on mitoitettava sopivaksi ulostulokuormalle, jonka impedanssin muuttuessa muuttuu myös ulostulon amplitudivaste. Pitkät johtimet kaiuttimen ja vahvistimen välissä lisäävät impedanssia ja voivat tällöin muuttaa suotimen rajataajuutta.

D-luokan vahvistimissa ulostuloa ohjataan kytkimillä. Kytkimillä on kaksi tilaa: päällä tai pois päältä. Ulostuloon tuotetaan kytkinten avulla pulssimodulointua signaalia, joka suodatetaan käyttämällä keloja ja kondensaattoreita. Suodatuksen tuloksena saadaan ulostuloon lineaarinen signaali, jonka aaltomuoto on sama mitä sisääntulossa, mutta amplitudiltaan vahvistettuna.

2.1.1 Transistorit

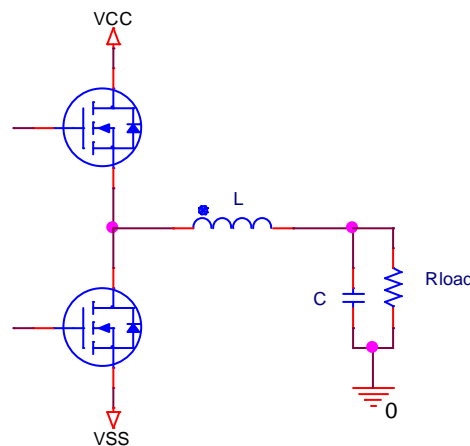
Avaustyyppiset eli n-tyypin MOSFET:it sopivat hyvin käytettäväksi kytkimiksi. Niitä ohjataan jännitteellä V_{gs} , joka ohjaa hilalta lähteelle olevan kanavan johtavuutta ja nieluvirran I_d suuruutta. Kuvassa (Kuva 1) on esitelty avaustyyppinen MOSFET-transistori, kuvaan on merkitty hila(G), nielu(D) ja lähde(S), sekä jännite V_{gs} .



Kuva 1. *N-tyyppinen MOSFET-transistori.*

2.1.2 Puolisilta

Puolisiltakytkennässä tai h-sillassa on kaksi ohjattavaa kytkintä ja ulostulosuodatin. Puolisiltakytkentä muistuttaa hakkuri-jännitemuuntimen (buck converter) toimintaa sillä erolla, että audiovahvistimessa sisään syötettävä ohjaussignaalin pulssileveysmodulaationsuhde muuttuu jatkuvasti, hakkuri-jännitemuuntimessa sen pysyessä samana. Hakkuri-jännitemuuntimella virran kulkusuunta on aina kohti kuormaa. [1]



Kuva 2. *Puolisiltakytkentä ulostulosuotimella.*

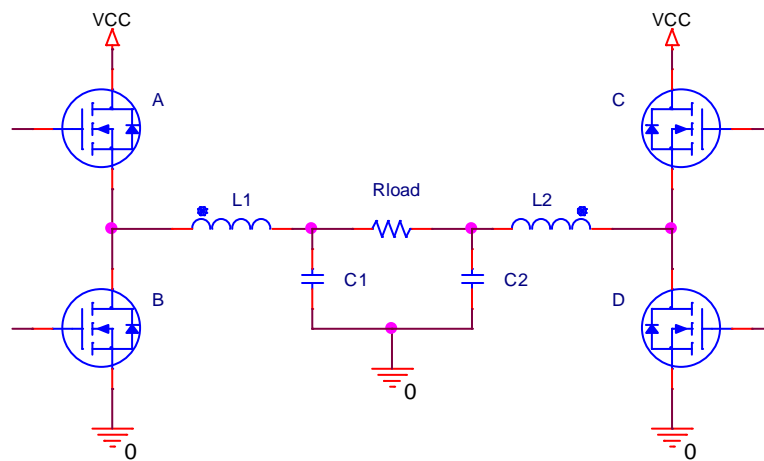
Kuvassa (Kuva 2) on esitelty puolisiltakytkentä. Kuvasta on huomattavissa, kuinka kytkentä näyttää pieneltä h-kirjaimelta. D-luokan audiovahvistimissa puolisiltakytkentää käytetään ohjaamaan toisella kytkimellä positiivisia jännitteitä kuormaan ja toisella kytkimellä negatiivisia. Virran kulkusuunta vaihtelee riippuen ohjattavasta kytkimestä. Kytkennällä voidaan yksinkertaisesti toteuttaa vahvistin, jolla saadaan ulostuloon haluttu amplitudivahvistus, ohjaamalla pulssileveysmodulaation avulla. [1]

Puolisiltakytkennällä on yksi huono puoli verrattuna kokosiltakytkentään: jännitepumppaus. Energian virratessa molempiin suuntiin D-luokkaisessa audiovahvistimessa, ja puolisiltakytkennässä virran kulkusuunnan vaihtuessa, energiaa syötetään takaisin jännitelähteelle. Suurin osa energiasta on varautunut

ulostulosuotimen induktiiviseen osaan. Jännitelähde ei kykene puolisolityskentän tapauksessa absorboimaan palaavaa energiaa, vaan se nostaa hetkellisesti lähteen jännitettä. Kokosilytkentässä jännitepumppausta ei tapahdu, sillä palaava energia kulutetaan toiselle puolella kytkenää, toisen MOSFET-parin ollessa päällä. [1]

2.1.3 Kokosilta

Kokosilytkentässä tai H-sillassa on neljä ohjattavaa kytkenä ja kaksi ulostulosuodinta. Kytkenää voidaan käyttää, niin moottorin-ohjauksessa, kuin audiovahvistimissakin. Yhdellä käyttöjännitteellä pystytään toteuttamaan moottorin-pyörimisliike molempiin suuntiin. Tämä saadaan aikaiseksi ohjaamalla ristikkäisiä kytkeniä yhtäaikaaisesti, jolloin virran kulkusuunta kuorman läpi määräytyy ohjattavan kytkenparin mukaan.



Kuva 3. Kokosilytkentä ulostulosuotimella.

Kuvassa (Kuva 3) on esitelty kokosilytkentä. Kytkenäkuvasta on huomattavissa, sen muistuttavan isoa H-kirjainta. Ulostulosuotimen tulee olla identtinen molemmin puolin kytkenää. Valitsemalla virrankulkusuunnan kytkenparin avulla, voidaan kuorman yli tuottaa positiivisia ja negatiivisia jännitteitä. Kuvassa kytkeninä on käytetty avaustyyppisiä MOSFET:eja. Kuvaan merkittyjä A, B, C ja D MOSFET:eja ohjataan, siten että parit A ja D ovat päällä vuorollaan, ja B ja C ovat päällä vuorollaan.

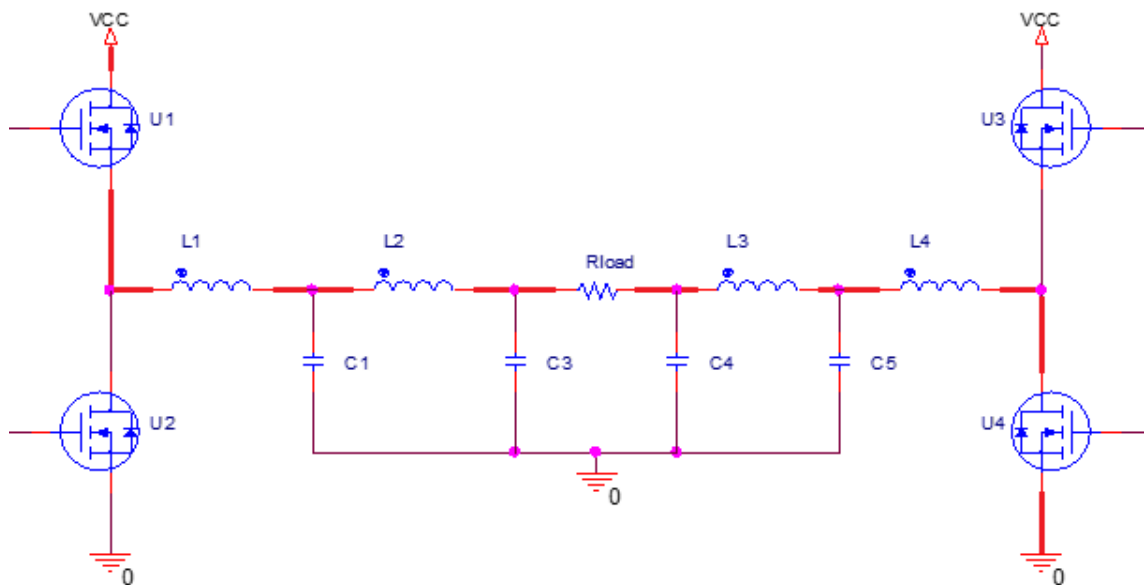
Parin johtaessa varautuu ulostulosuotimen keloihin energiaa, joka tulee purkaa parin johtamisen loppuessa. Energian purkaminen tapahtuu käyttämällä suojadiodeja. Päällä olleen MOSFET-parin, vastaparin suojadiodit alkavat johtaa energian purkamiseksi. Varautunut energia johdetaan takaisin jännitelähteelle, josta se siirretään käyttöön toiselle puolelle kytkenää.

Työn pääpaino oli vahvistimen hyötysuhteen maksimoinnissa, samanaikaisesti säilyttäen äänenlaadun riittävän hyvänä. Riittäväksi äänenlaaduksi työssä voidaan pitää kokonaissäröä, joka pysyy alle yhden prosenttiyksikön koko sisääntulosuotimen 8 Hz –

20 kHz päästökaistalla. Hyötysuhdelaskuissa otettiin huomioon kaikki tehoa kuluttavat komponentit, jotka kuuluvat vahvistimeen.

2.2 Hyötysuhde

Avaustyyppisillä MOSFETeilla on kaksi tärkeää ominaisuutta hyötysuhteen kannalta: sisäinen resistanssi R_{ds} , hilan lataus Q_g ja siihen liittyvä Q_{gd} . Sisäinen resistanssi vaihtelee hieman riippuen syötettävästä V_{GS} jännitteestä, siten että alhaisemmilla syötettävillä hila-lähde-jännitteillä sisäinen resistanssi on hieman suurempi. Hila-lähde-jännitteistä puhuttaessa tarkoitetaan jännitteitä, jotka ovat huomattavasti suurempia, mitä $V_{gs(th)}$ kynnysjännite.



Kuva 4. Kokosiltakytkentä jossa virran kulkureitti merkattuna punaisella.

Kokosiltakytkennässä on kaksi MOSFETia johtavassa tilassa vuorollaan. MOSFET:ien tehonkulutuksen lisäksi tulee ottaa huomioon ulostulosuotimen kelojen sisäiset resistanssit, sillä kelat on kytketty sarjaan MOSFETien ja ulostulokuorman kanssa. Kelojen sisäiset resistanssit on yleensä ilmoitettu datalehdissä tietyllä taajuudella. Tässä työssä käytettyjen kelojen sisäiset resistanssit on ilmoitettu taajuudella 0, eli DC-taajuuksina. Niiden sarjamuotoisen resistanssin oletetaan laskuissa pysyvän samana, mitä DC-taajuudella ilmoitettu arvo. Todellisuudessa resistanssi on suurimmillaan kelan omalla resonanssitaajuudella.

Ulostulosuotimessa olevien kondensaattoreiden sarjamuotoiset resistanssit ovat riippuvaisia käytetystä taajuudesta. Sarjamuotoinen resistanssi on pienimmillään kondensaattorin omalla resonanssitaajuudella. Datalehdeltä katsottu sarjamuotoinen

resistanssi on 100 kHz:n taajuudella noin $45 \text{ m}\Omega$ $1 \text{ }\mu\text{F}$:n kokoisella kondensaattorilla, jonka jännitekesto on merkitty yhdeksi kilovoltiksi. Suuremman varauskyvyn omaavilla kondensaattoreilla sarjamuotoinen resistanssi on pienempi alemmilla taajuuksilla. Suuremman varauskyvyn omaavat kondensaattorit vaatisivat samalla käytettäväksi suurempia keloja, niin fyysiseltä, kuin induktiiviselta kooltaan, joka kasvattaisi samalla niiden sarjamuotoista resistanssia, ja tällöin menetettäisiin haluttu parannus hyötysuhteessa.

Vanhemmalla modulaatityyppillä tarkoitetaan kaksitasoista pulssileveysmodulaatiota, jossa ulostulon ollessa nollatasossa molempien MOSFET-parien pulssisuhde on 50 %. Uudemmalla modulaatityyppillä tarkoitetaan kolmitasoista pulssileveysmodulaatiota, jossa nollatasossa pulssisuhde on nolla molemmilla MOSFET-pareilla. Kondensaattoreiden vaikutukset hyötysuhteeseen ovat riippuvaisia käytetystä modulaatityyppistä. Vanhemmalla modulaatityyppillä, on ulostulokuorman kanssa rinnankytkettynä kondensaattori, joka kuluttaa enemmän energiaa, kuin uudemmalla modulointityypillä, jossa kondensaattoria ei käytetä ulostulokuorman kanssa rinnan.

2.2.1 MOSFET:n tehohäviöt

Yhdelle MOSFET:lle voidaan laskea sisäisestä resistanssista R_{ds} johtuva tehonkulutus DC-taajuuskomponentille, siten että kulutettu teho on sama, kuin nielu-lähde-jännite V_{ds} kerrottuna läpi kulkevalla virralla I_d

$$P_{LOSS} = V_{ds} * I_d . \quad (1)$$

Kaavan 1 MOSFET:n yli oleva nielu-lähde-jännite V_{ds} voidaan ilmaista MOSFET:n sisäinen resistanssi suhteessa kokonaisresistanssiin, joka koostuu kuormasta R_L ja suotimen kelojen sarjamuotoisista vastuksista $R_{Lesr} = R_{L1esr} + R_{L2esr} + R_{L3esr} + R_{L4esr}$ kerrottuna käyttöjännitteellä V_{CC}

$$V_{ds} = \frac{R_{ds}}{R_L + R_{Lesr} + R_{ds}} V_{CC} . \quad (2)$$

Kaavan 1 virta I_d voidaan ilmaista jännitteen V_{CC} ja kokonaisresistanssin $R_{Lot} = R_L + R_{ds1} + R_{ds2} + R_{Lesr}$ suhteena. Sillä $R_{ds1} = R_{ds2}$ voidaan kokonaisresistanssi ilmaista muodossa $R_{tot} = R_L + 2 * R_{ds} + R_{Lesr}$. Tällöin voimme ilmaista virran I_d kaavalla

$$I_d = \frac{V_{CC}}{R_{tot}} . \quad (3)$$

Sijoittamalla kaavat 2 ja 3 kaavaan 1, sekä kirjoittamalla auki R_{tot} ja sieventämällä saadaan laskettua DC-taajuuskomponentin kulutettu teho yhdessä MOSFET:ssä

$$P_{LOSS} = \frac{V_{CC}^2 * R_{ds}}{(R_L + R_{Lesr})^2 + R_{ds}(2R_{ds} + 3R_L + 3R_{Lesr})}. \quad (4)$$

Toisena tehoa merkittävästi kuluttavana tekijänä MOSFET:lla on kytkentätaajuudesta riippuvia tehohäviötä Q_{gd} ja Q_g . Kytkentätehohäviöitä on avaustyyppisellä MOSFET:lla kahta eri laista. Ensimmäisenä on nielulta lähteelle tuleva häviö Q_{gd} , joka voidaan ilmaista kaavalla [2]

$$P_{SWloss1} = \frac{1}{2} * V_{CC} * I_d * (t_{linear} + t_{Miller}) * F_s. \quad (5)$$

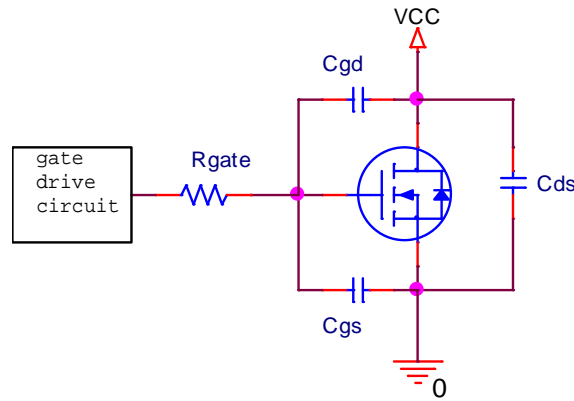
Aika t_{Miller} on aika, joka on nielu-lähde-jännitteen laskeutumiseen 90 prosentista 10 prosenttiin käytettynä aikana datalehdeltä t_r . Aika t_{linear} on taas datalehdellä ilmaistu $t_{d(on)}$. Taajuus F_s ilmaisee kytkentätaajuutta.

Vastukseen R_{gate} vaikuttaa ulkoisen hilalle tulevan virtaa rajoittavan vastuksen lisäksi MOSFET:n sisäinen vastus R_{gint} , sekä MOSFET:ia ajavan piirin ylös- ja alasvetovastukset. Nielulta lähteelle johtuva häviö tulee nielun ja lähteen välisestä kapasitanssista, jota ladataan joka kerta MOSFET:in siirtyessä johtavaan tilaan, ja puretaan siirtyessä johtamattomaan tilaan.

Toisena tehoa hukkaavana tekijänä on hilan ja lähteen välinen kapasitanssi. Tämä hilan ja nielun välinen kanava tulee ladata, jotta saavutetaan haluttu hila-lähde-jännite, jolla MOSFET:ia ohjataan. Tämän parasiittisen kapasitanssin tehohäviö voidaan laskea kertomalla datalehdeltä löytyvä hilalataus Q_g jännitteellä V_{gs} sekä kytkentätaajuudella F_s

$$P_{SWloss2} = Q_g * V_{gs} * F_s. \quad (6)$$

Kolmantena huomion arvoisena kytkentätehohäviönä on nielun ja lähteen välillä oleva vuotovirta. Yleensä tämä on sen verran pieni tehohäviö, että se jätetään huomioimatta. [2]



Kuva 5. MOSFET parasiittisilla kapasitansseilla.

Kuvassa (Kuva 5) on esitelty parasiittiset kapasitanssit, joista on huomioitu hilalataukseen liittyvät parasiittiosuudet kaavassa $P_{SWloss2}$. Nielun ja lähteen välillä olevan parasiittisen kapasitanssin vuotovirtaa MOSFET:n ollessa johtamattomassa tilassa ei ole huomioitu.

Tehokulutukset työssä käytettävällä MOSFET:illa, IRF6644 [20] ovat taulukon (Taulukko 1) mukaiset. Kuormaksi R_{load} on valittu $4\ \Omega$:n vastus, $V_{CC} = 30\text{ V}$, $f_s = 175\text{ kHz}$, kuormassa kuluvaksi tehoksi saadaan tällöin 225 W .

Taulukko 1. MOSFET:ien tehonkulutus yhteensä.

MOSFET	P_{LOSS} (mW)	$P_{SWloss1}$ (mW)	$P_{SWloss2}$ (mW)	$P_{loss_{tot}}$ (mW)
IRF6644	518.5	1116.1	61.3	1695.8

Taulukossa (Taulukko 1) olevat tehonkulutukset tulee vielä kertoa kahdella, sillä aina kaksi MOSFET:ia on kerrallaan johtavassa tilassa. Tällöin kokonaiskulutetuksi tehoksi MOSFET:eille saadaan 3.392 Wattia ($2 * P_{loss_{tot}}$).

2.2.2 Ulostulosuotimen tehohäviöt

Työssä käytettyjen kelojen datalehdellä on ilmaistu niiden maksimiresistanssi. Sillä tiedossa ovat kaikki DC-taajuudella esiintyvät resistanssit: MOSFET, kelat ja kuorma. Täten voidaan laskea tehohäviöt ulostulosuotimen keloissa. Laskennassa käytetään kaavaa 1 vaihtamalla jännite V_{ds} keloissa tapahtuvaksi jännitteenlaskuksi V_l , joten tällöin kaavaksi saadaan

$$P_{LOSS_{COIL}} = V_l * I_d. \quad (7)$$

Jännite V_i voidaan ilmaista jännitteenjakona, kuten kaavassa 2 ja virta I_d voidaan ilmaista käyttöjännitteen ja kokonaisresistanssin suhteena, kuten kaavassa 3 ja tällöin saamme keloissa kuluvan tehon selville

$$P_{LOSSCOIL} = \frac{V_{CC}^2 * R_{Lesr}}{(R_L + R_{Lesr})^2 + R_{ds}(2R_{ds} + 3R_L + 3R_{Lesr})}. \quad (8)$$

Vastus R_{Lesr} koostuu neljästä eri vastuksesta $R_{L1esr} + R_{L2esr} + R_{L3esr} + R_{L4esr}$, jotka kuvaavat kelojen resistansseja. Sillä resistanssit $R_{L1esr} = R_{L3esr}$ ja $R_{L2esr} = R_{L4esr}$ voidaan kirjoittaa $R_{Lesr} = 2R_{L1esr} + 2R_{L2esr}$. Sijoittamalla tämä kaavaan 8 saadaan

$$P_{LOSSCOIL} = \frac{V_{CC}^2 * (2R_{L1esr} + 2R_{L2esr})}{(R_L + 2R_{L1esr} + 2R_{L2esr})^2 + R_{ds}(2R_{ds} + 3R_L + 6R_{L1esr} + 6R_{L2esr})}. \quad (9)$$

Yhteistehonkulutus keloilla kaavan 9 mukaan on 7.37 wattia. Kuormaksi R_{load} on valittu 4 Ω :n vastus ja $V_{CC} = 30$ V, jolloin kuormassa kuluvaksi tehoksi saadaan noin 225 wattia. MOSFET:n nielu-lähde-resistanssi R_{ds} on 10.3 m Ω .

Ulostulosuodattimessa on kondensaattoreita, joiden toimiessa täydellisesti, palauttaisivat ne kaiken varastoimansa energian. Näin ei tietenkään tapahdu ja osa varastoidusta energiasta muuttuu lämmöksi kondensaattorissa. Lämmöksi muuttuva teho voidaan laskea sarjamuotoisen resistanssin R_{Cesr} , sekä virran I_{RMS} avulla. Virta ilmaisee tehollisarvoa kondensaattorissa ja se voidaan laskea

$$I_{RMS} = \frac{V_{CC}}{R_{LOAD}}. \quad (10)$$

Datalehdeltä saadun sarjamuotoisen resistanssin R_{Cesr} avulla voidaan laskea lopullinen lämmöksi muuttunut teho kondensaattorissa

$$P_{LOSSCAP} = \left(\frac{V_{CC}}{R_{LOAD}} \right)^2 * R_{Cesr}. \quad (11)$$

Käytössä oli eriarvoisia kondensaattoreita, jotka omaavat eri sarjamuotoiset resistanssiarvot, jolloin kulunut teho tulee laskea jokaiselle erikseen.

Taulukko 2. Kondensaattoreiden tehonkulutus.

Kondensaattori	arvo (μ F)	ESR (m Ω)	Tehonkulutus (W)
C_1 ja C_5	5	10	1.125
C_3 ja C_4	3	15	1.688

Taulukossa (Taulukko 2) on laskettu työssä käytettävien kondensaattoreiden tehonkulutukset, kun $V_{CC} = 30 \text{ V}$, $R_{LOAD} = 4 \Omega$. Kaikki kondensaattorit kuluttavat yhteensä noin 2.8 wattia, kokonaistehon ollessa 225 wattia.

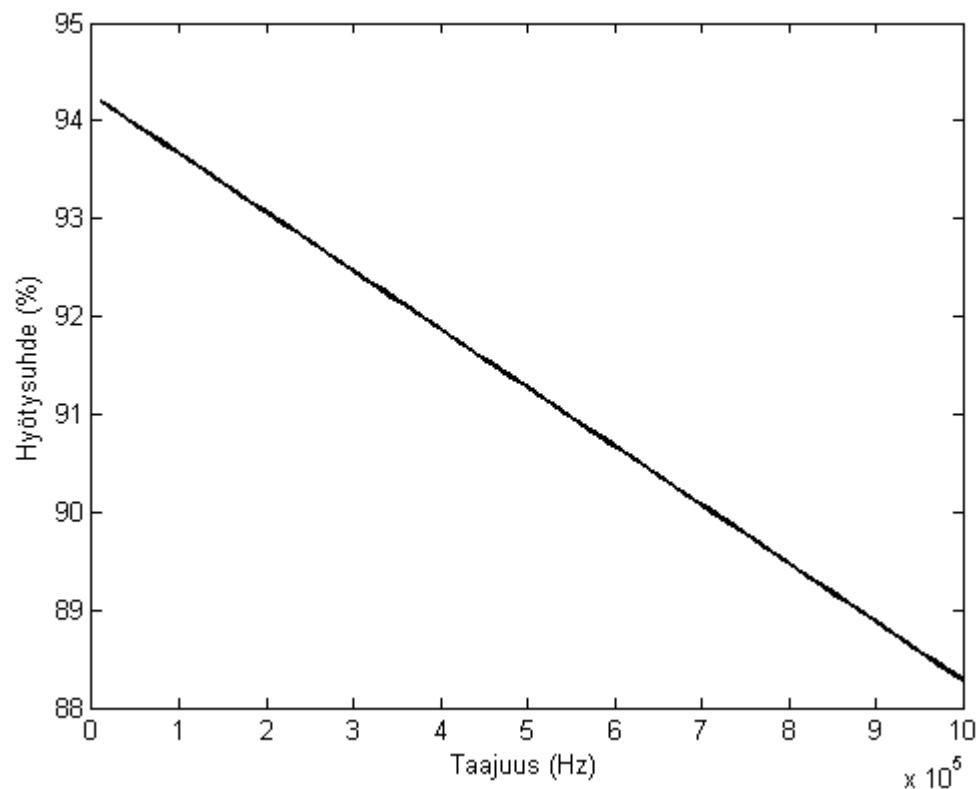
2.2.3 Yhteistehonkulutus ja hyötysuhde

Laskemalla yhteen MOSFET:ien, kelojen ja kondensaattoreiden tehonkulutus saadaan selville koko vahvistimen hyötysuhde η . Yhteenlaskettuna tehot ovat

$$P_{LOSSTOT} = P_{LOSS} + P_{LOSSCOIL} + P_{SWloss1} + P_{SWloss2} + P_{LOSSCAP}. \quad (12)$$

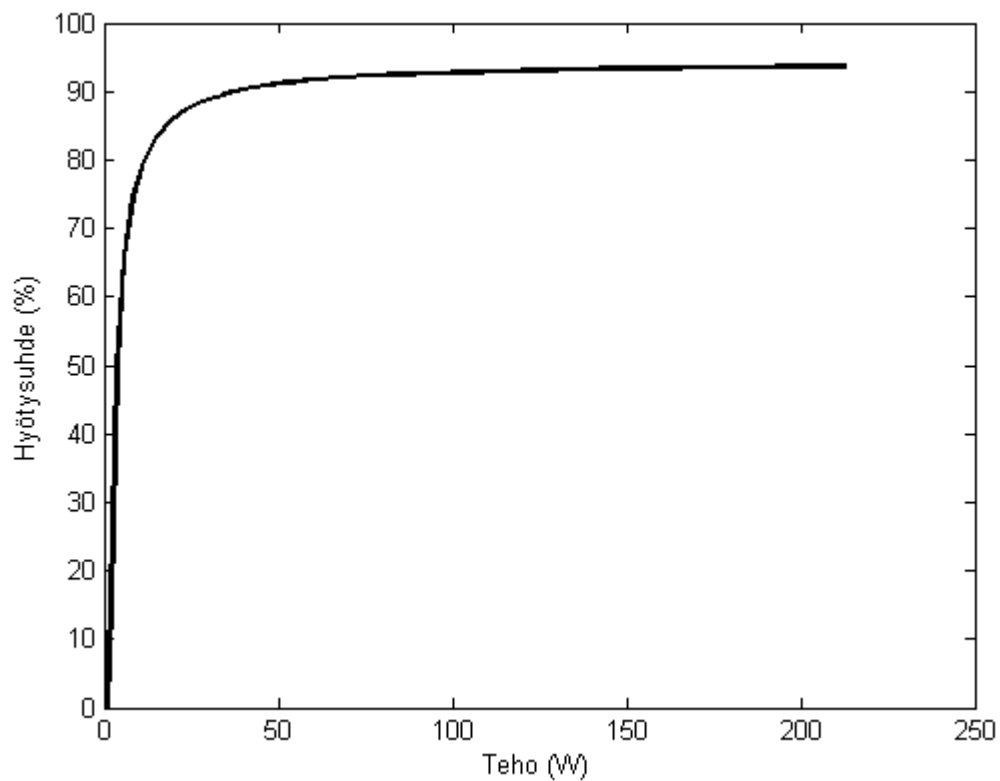
Tehokomponentit P_{LOSS} ja $P_{LOSSCOIL}$ ovat taajuudesta riippumattomia. Tehokomponentit $P_{SWloss1}$, $P_{SWloss2}$ ja $P_{LOSSCAP}$ taas ovat taajuudesta riippuvia komponentteja ja tämän vuoksi onkin helpompi ilmaista kokonaishyötysuhde taajuuden kuvaajana. Hyötysuhde voidaan ajatella tehon osamääränä kaikista tehoa kuluttavista komponenteista $P_{LOSSTOT}$ suhteessa ulostulon kuorman P_L kuluttamaan tehoon

$$\eta = \frac{P_L - P_{LOSSTOT}}{P_L}. \quad (13)$$



Kuva 6. Hyötysuhde taajuudenfunktiona.

Kuvassa (Kuva 6) on esitelty vahvistimen hyötysuhde taajuuden funktiona. Tehonkulutuksessa on oletettu kondensaattoreiden tehonkulutuksen pysyvän samana taajuuksilla yli 100 kHz:iä, sillä kondensaattoreiden ESR-arvoja ei annettu yli 100 kHz:n taajuuksilla. Tehonkulutus tyhjäkäynnissä on koko piirillä 1.45 wattia. Tyhjäkäyntiteho on otettu huomioon kuvaajissa. Vahvistimen toimintataajuus työssä on 100 kHz:ia, ulostulon hyötysuhde tällä taajuudella on noin 93.7 %.



***Kuva 7.** Hyötysuhde tehon funktiona.*

Kuvassa (Kuva 7) on esitelty vahvistimen hyötysuhde ulostulotehon funktiona. Noin 40 watin ulostuloteholla päästään hyötysuhteessa jo yli 90 %:iin. Ulostuloteho on laskettu sisään syötettävän käyttöjännitteen suhteesta kuormaan ja muihin impedanssiltaan puhtaasti resistiivisiin komponentteihin: keloihin ja MOSFET:eihin. Kuvaaja on saatu muuttamalla syötettävän käyttöjännitteen amplitudia ja laskemalla hyötysuhde kaavalla 13 jokaisella eri käyttöjännitteen amplitudilla.

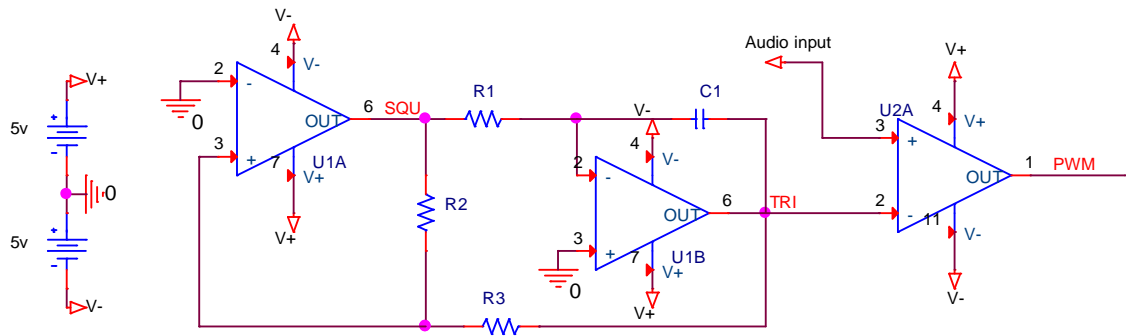
2.3 Pulssileveysmodulaatio-ohjaus

D-luokkaisen audiovahvistimen ulostuloa ohjataan pulssinleveysmodulaatiolla. Pulssileveysmoduloidun-signaalin pulssisuhdetta muutetaan sisään tulevan signaalin amplitudin mukaan. Pulssisuhteiden keskiarvo on yhtä suuri sisään tulevan signaalin kanssa. Pulssisuhteen ohjaus voidaan toteuttaa monella tapaa ja tässä työssä on esitelty kaksi vaihtoehtoista tapaa.

2.3.1 Kolmioaalto-ohjaus

Yksi tapa toteuttaa pulssileveysmodulaatio-ohjaus on käyttää komparaattoria ja kolmioaaltoa tuottavaa operaatiovahvistinkytettä. Syöttämällä kolmioaaltoa komparaattorin toiseen sisääntuloon ja sisään tulevaa audiosignaalia toiseen, saadaan

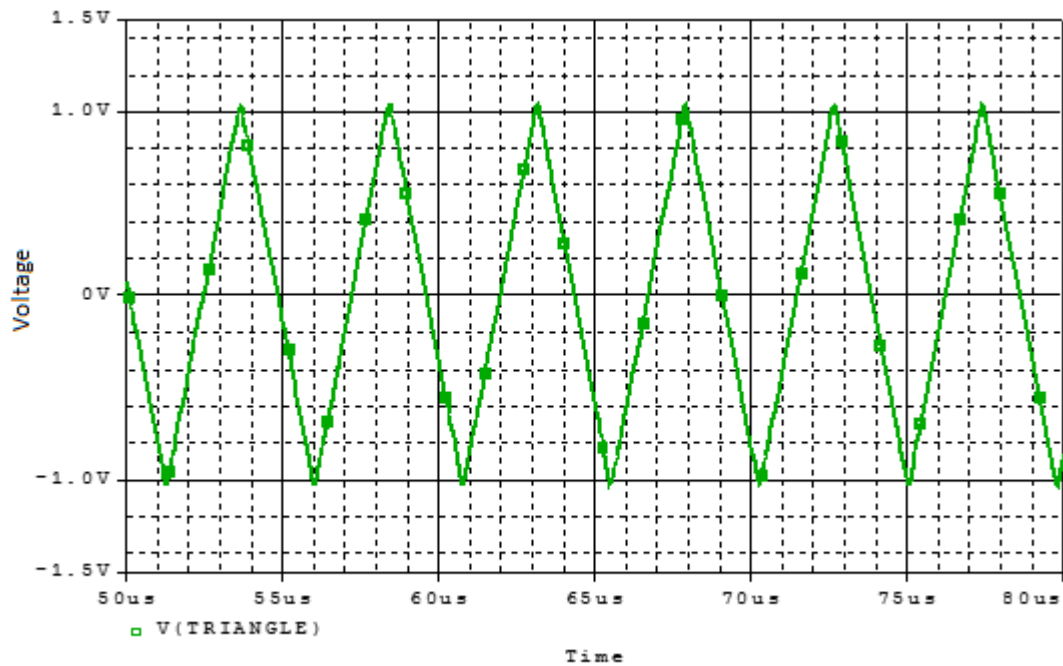
komparaattorin ulostuloon toteutettua pulssileveysmodulaatio-ohjaus. Kuvassa (Kuva 8) on esitelty kolmioaaltoa tuottava operaatiovahvistinkytkeä komparaattorilla. [1]



Kuva 8. Kolmioaaltoa tuottava operaatiovahvistinkytkeä komparaattorilla.

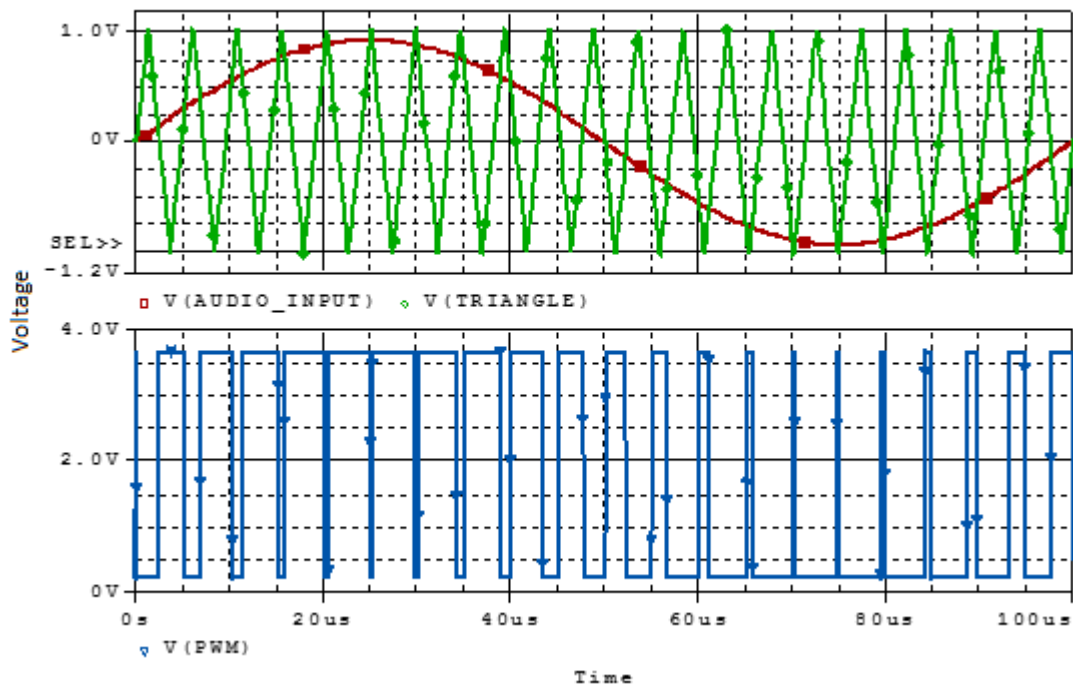
Kolmioaaltoa tuotetaan kuvan (Kuva 8) kahdella operaatiovahvistimella. Niistä toinen toimii Schmitt-liipaisimena ja toinen integraattorina. Kuvan (Kuva 8) kytkennässä vasemmanpuoleinen (U1A) operaatiovahvistin toimii komparaattorina (Schmitt-liipaisin) ja kuvan keskellä oleva (U1B) operaatiovahvistin integraattorina. Oikean puoleinen (U2A) komparaattori tuottaa ulostuloon pulssileveysmodulaatio-signaalia. Kuvan (Kuva 8) integraattorina toimiva operaatiovahvistin tuottaa ulostuloonsa kolmioaaltoa. [1]

Kuvassa (Kuva 9) on esitelty kuvan (Kuva 8) kolmioaaltogeneraattorin tuottama aaltomuoto. Kolmioaallon taajuus on kuvasta katsottuna noin 210 kHz.



Kuva 9. Kolmioaaltogeneraattorin tuottama aaltomuoto.

Viemällä tuotetun kolmioaallon komparaattorin negatiiviseen sisääntuloon ja sisään tulevan hyötysignaalin komparaattorin positiiviseen sisääntuloon saadaan ulos pulssileveysmodulointua signaalia, jonka pulssisuhde on riippuvainen sisään tulevasta hyötysignaalista. Pulssileveysmodulaation pulssisuhde on esitelty kuvassa (Kuva 10), jossa alempana on ulostuleva pulssileveysmodulointu signaali ja ylempänä kuvassa komparaattorin sisääntulot päällekkäin kuvassa. [1]



Kuva 10. Sini-muotoinen signaali sisääntulossa verrattuna ulostulon pulssileveysmodulaatio aaltomuotoon.

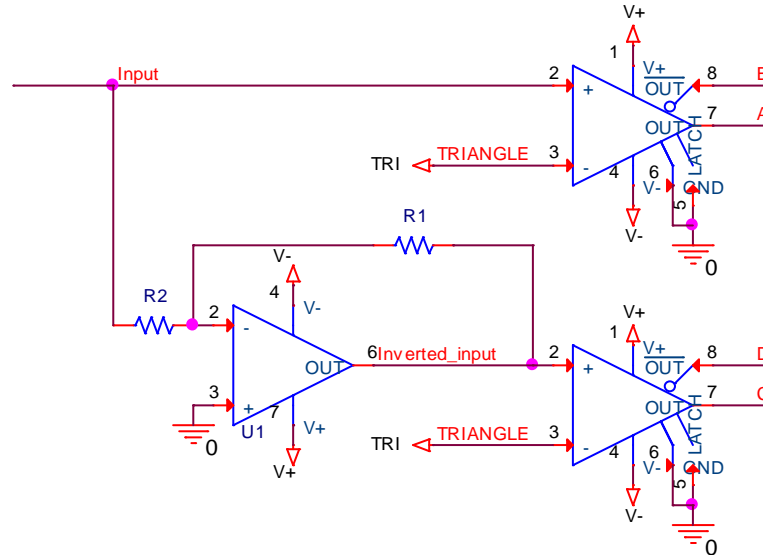
Ylemmässä kuvassa on punaisella merkitty sini-muotoinen hyötysignaali, jota on käytetty tuottamaan alemman kuvan pulssileveysmodulaatio signaalia, kolmioaallon avulla. Kaksitasoisella pulssileveysmoduloidulla signaalilla pulssisuhde on 50 %, ulostulon ollessa 0 voltia. Alemman kuvan pulssileveysmodulointu signaali on tyypiltään kaksitasoista pulssileveysmodulaatiota.

2.3.2 Kolmitasoinen pulssileveysmodulaatio

Kolmitasoista pulssileveysmodulointua signaalia tarvitaan, kun hyötysuhdetta halutaan parantaa. Kolmitasoisella pulssileveysmodulaatiolla pulssisuhde taas on 0 % ulostulon ollessa 0 voltia, jolloin hyötysuhde paranee. Kolmitasoinen pulssileveysmodulaatio voidaan tuottaa lisäämällä kuvan (Kuva 8) kytkentään toinen komparaattori ja operaatiovahvistin.

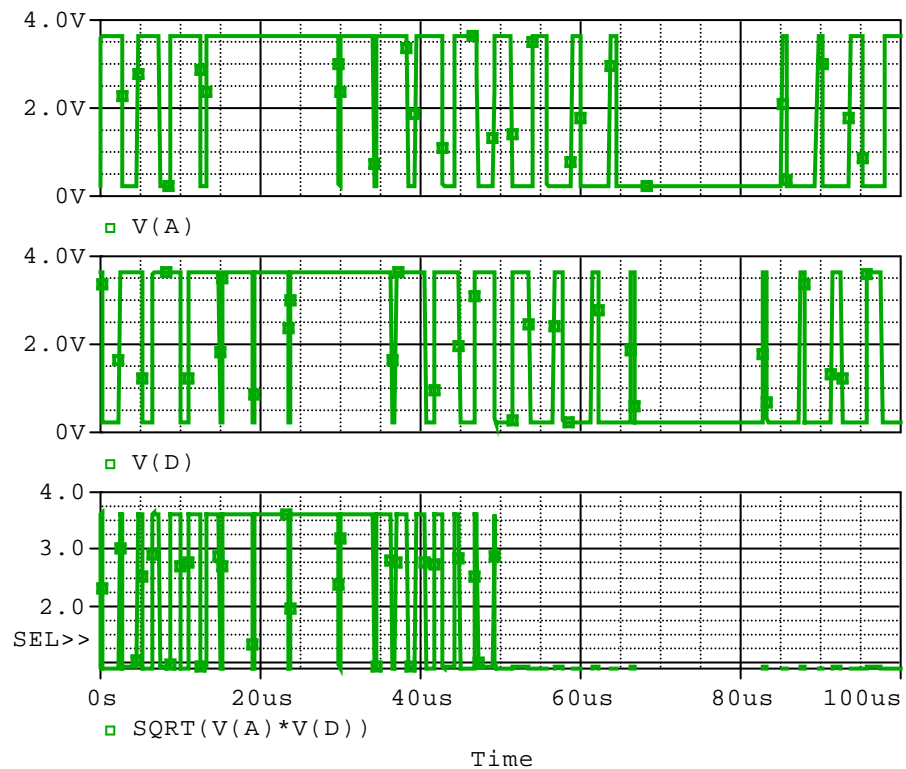
Kuvassa (Kuva 11) on esitelty kytkentä, joka tuottaa ulostuloon kolmitasoista pulssileveysmodulointua-signaalia. Operaatiovahvistimen U_1 ja vastusten R_1 ja R_2

tehtävä on kääntää signaalin vaihe. Ulostulon H-sillan MOSFET parit ovat A–D ja B–C. Kuvaan merkityn Input-signaalin ollessa positiivinen on ulostulossa johtavassa tilassa A- ja D-MOSFET:it ja Input-signaalin ollessa negatiivinen on johtavassa tilassa B- ja C-MOSFET:it.



Kuva 11. Kolmitasoisien pulssileveysmodulaatio-signaalin kytkentä.

Ulostulon pulssileveysmodulaatio-signaali muodoksi A ja D MOSFET-parille saadaan tällöin kuvan (Kuva 12) osoittamat signaalimuodot.



Kuva 12. Ulostulon pulssileveysmodulaation jännitteet.

Kuvassa (Kuva 12) on esitelty kolmitasaisen pulssileveysmodulaatio signaalin ulostulomuoto. Ylimmäisessä kuvassa on kuvan (Kuva 11) A-ulostulo ja keskimmaisessä kuvassa D-ulostulo. Alimmaisessa kuvassa A ja D on yhdistetty kertomalla, sillä molempien on oltava johtavassa tilassa, jotta virta kulkisi kuorman läpi. Pulssileveysmodulaatio on tuotettu käyttämällä sisääntulosignaalin kuvan (Kuva 10) sini-muotoista.

2.3.3 A/D-muunnin ja pulssileveysmodulaatio

Muuntaessa jännite A/D-muuntimella binääriseen muotoon, ilmaistaan jännitetasoja binääriluvuilla, jotka skaalautuvat käytettävän jännitemuunnosvälin ja käytössä olevien bittien määrän mukaan. Työssä käytetty Linear Technologyn LTC1417 A/D-muunnin [21] ilmaisee saadun jännitemuunnosarvon kahden komplementtina, joka mahdollistaa negatiivisten ja positiivisten lukujen ilmaisun yksinkertaisena binäärilukuna.

Kahden komplementin merkitsevin bitti kertoo, onko luku negatiivinen vai positiivinen. Merkitsevimmän bitin ollessa 0 on luku positiivinen. Tällöin loput bitit ovat suoraan verrannollisia A/D-muuntimen, muuntohetkellä sisääntulossa olevaan jännitteeseen positiiviseen arvoon, verrattuna A/D-muuntimen jännitemuunnosvälin asteikkoon.

Merkitsevimmän bitin ollessa 1 on luku negatiivinen. Tällöin luvun etäisyys nolla-jännitteestä bittiasteikolla saadaan muodostamalla sen vastaluku, kääntämällä bitit ja lisäämällä tulokseen yksi. Lopputuloksena saatu luku ilmaisee muuntohetkellä A/D-muuntimen sisääntulossa olleen negatiivisen jännitteen arvon, verrattuna A/D-muuntimen jännitemuunnosvälin asteikolla.

Kahden komplementtiluvulla on positiiviset arvot, negatiiviset arvot ja nolla-arvo. Nolla on positiivisen asteikon ensimmäinen arvo. Kahden komplementtina saatu arvo A/D-muuntimelta on verrannollinen kolmitasoiseen pulssileveysmodulointiin, jossa A/D-muuntimen positiivisella tai negatiivisella etumerkillä valitaan vuorollaan johtava H-sillan MOSFET-pari.

A/D-muuntimelta saatu arvo voidaan ilmaista pulssisuhteena. Tarkastellessa A/D-muuntimen positiivista tai negatiivista arvoa suhteutetaan se A/D-muuntimen maksimi arvoon. Tällöin ulostuloon pulssisuhteeksi saadaan A/D-muuntimen arvo verrattuna maksimiarvoon. Esimerkiksi A/D-muuntimen ollessa tarkkuudeltaan 14-bittinen, ensimmäinen bitti ilmaisee etumerkkiä, joten todellinen tarkkuus on 13-bittiä. Tämä tarkoittaa, että AD-muunnin kykenee erottelemaan $2^{13} = 8192$ eri jännitetasoa sisääntulossaan.

Haluttu piirin kellotaajuus f_{CLK} voidaan laskea, jos tiedetään ulostulotaajuus f_C ja halutut eroteltavat jännitetasot H ulostulossa. Piirin kellotaajuus f_{CLK} määrittää

kuinka usein sekunnissa voidaan ulostulon tilaa vaihtaa. Kellotaajuuden f_{CLK} ja ulostulotaajuuden f_C suhde kertoo kuinka kauan aikaa on kaikkien mahdollisten jännitetasojen esittämiseen ulostulossa. Haluttu kellotaajuus FPGA-piirin ulostulossa on

$$f_{CLK} = f_C H. \quad (14)$$

Ulostulotaajuuden ollessa 175.3 kHz:iä ja eroteltavien jännitetasojen määrä 8192, saadaan kaavalla 14, FPGA-piirin kellotaajuudeksi 1.434 GHz:iä. Tätä toivottu kellotaajuutta ei ole mahdollista saavuttaa FPGA-piirillä, joten asetetaan esitettäviksi jännitetasoiksi 2048, jolloin käytettäväksi minimikellotaajuudeksi f_{CLK} saadaan noin 359 MHz. Ulostulon tarkkuus bitteinä on $\log_2(2048) = 11$. Sillä 11-bittiä on käytössä molemmilla positiivisilla ja negatiivisilla jännitetasoilla kuorman suhteen on ulostulon tarkkuus todellisuudessa 12-bittiä.

Ulostulossa olevia pulssileveysmodulaatio-normalisoituja jännitetasoja on 30 voltin käyttöjännitteellä $\frac{30V}{2048} = 14.6mV$ välein.

Käytettäväksi kellotaajuudeksi valittiin 600 MHz. Jakamalla kellotaajuus ulostulotaajuudella saadaan ulostulossa esitettävien jännitetasojen määräksi 3422, eli hieman yli 11.5-bittiä. Ulostulon äänenvoimakkuudet esitetään keskimääräisesti 11-bitin tarkkuudella ja loput jännitetasot ovat tarkoitettu hetkittäisille piikeille äänenvoimakkuudessa. Myöhemmässä vaiheessa, kun keskiarvoa lasketaan, saadaan yksi ylimääräinen bitti MSB:ksi, joka on tarkoitettu edellä esitetylle äänenvoimakkuuden piikeille.

2.3.4 Kuollut aika

Jännitetason muuttuessa positiivisen ja negatiivisen välillä, tulee ulostulon ohjauksessa lisätä väliin aikaa, jolla varmistetaan, että toinen MOSFET-pari ei ole varmasti johtavassa tilassa toisen MOSFET-parin siirtyessä johtavaan tilaan.

IRF6648 [20] MOSFET:lla aika, joka menee ulostulomuutokseen reagoimiseen, on $|t_{d(on)} - t_{d(off)}| = 12ns$. MOSFET:ejä ajavalla UCC27211DDA:lla [22] aika, joka menee sisääntulonmuutoksesta ulostulonmuutokseen maksimissaan, on $|T_{DLLR_{max}} - T_{DLLR_{min}}| = 30ns$. Laskemalla edellä olevat ajat yhteen saadaan minimissään tarvittava aika, jolloin ei tapahdu läpilyöntiä $T_{dead} \geq 44ns$. Läpilyönti voisi tapahtua kolmitasoisessa pulssileveysmodulaatioissa vain siinä tapauksessa, kun

ulostulo vaihtuu positiivisen puolen maksimijännitetasosta negatiivisen puolen maksimijännitetasoon.

3. JÄRJESTELMÄ

Vahvistin koostuu useista eri osista ja tässä kappaleessa käsitellään vaiheittain johdantokappaleessa mainitut D-luokan vahvistimen toteuttavat osat, ja niiden toteutus.

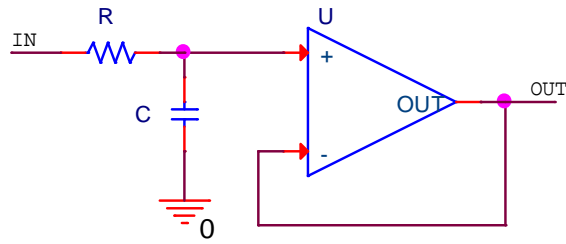
3.1 Sisääntulosuodin

Vahvistin saa vahvistettavan audiosignaalin kaapelin kautta. Kaapeli saattaa olla pitkä ja siihen voi tulla matkalla häiriösignaaleja muista laitteista. Häiriöiden toistamisen välttämiseksi ulostulossa, onkin suotavaa suodattaa vastaanotetusta signaalista ylimääräiset häiriöt pois. Matkalla tullut häiriö on joko yhteismuotoista tai eromuotoista.

Yhteismuotoinen häiriö vaikuttaa molempiin signaali- ja maajohtimiin. Yksinkertaisimmillaan yhteismuotoisen häiriö suodatetaan pois käyttämällä ferriittihelmiä. Sähkölaitteissa olevat kelat tuottavat ympärilleen sähkömagneettista säteilyä, joka siirtyy lähellä olevien laitteiden johtimiin muodostaen eromuotoista häiriötä. Tämä häiriö saattaa esiintyä vain toisessa johtimessa, jonka vuoksi häiriön poistamiseen joudutaan käyttämään suotimia.

Suotimet voidaan jakaa kahteen luokkaan: aktiiviset ja passiiviset. Molemmat luokat toimivat samalla periaatteella. Niissä käytetään passiivikomponentteja, yleisimmin kondensaattoreita ja vastuksia. Kytkemällä rinnan kondensaattori ja vastus voidaan toteuttaa yksinkertainen ensimmäisen asteen yli- tai alipäästösuodin. Aktiivisten suodinten suurin ero passiivisiin on, että niiden avulla voidaan toteuttaa takaisinkytkentöjä. Takaisinkytkentä auttaa hallitsemaan ulostulojännitteen voimakkuutta, rajoittamalla vahvistuksen haluttuun kertoimeen. Pelkillä passiivikomponenteilla signaalia ei kyetä vahvistamaan.

Takaisinkytkentöjä on kahta eri tyyppiä: Negatiivisia ja positiivisia. Negatiivisella takaisinkytkennällä ulostulojännitteen vaihe pysyy samana, mitä sisääntulossa. Positiivisella takaisinkytkennällä vaihe kääntyy ja vahvistus on muotoa alkuperäinen signaali lisättynä vahvistinkertoimella.



Kuva 13. Alipäästösuodin puskurivahvistimella.

Kuvassa (Kuva 13) on toteutettu ensimmäisen asteen alipäästösuodatin, jonka jälkeen on lisätty puskurivahvistin. Puskurivahvistimen tarkoitus on auttaa ajamaan virtaa seuraavalle piirin osalle, sillä kyseisellä suotimella virtaa rajoittaa alipäästösuotimen vastus. Sisään tulevan signaalin impedanssi ei ole tiedossa, mutta operaatiovahvistimen sisääntuloimpedanssi on suuri, joka vähentää ajettavaa virran määrää. Ulostulon virranajokyky on riippuvainen käytetyn puskurivahvistimen ominaisuuksista.

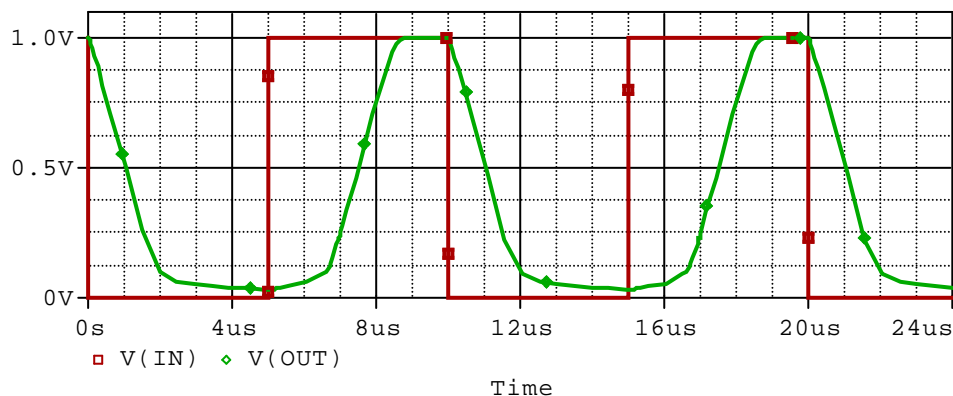
Työssä käytetyt analogiset suotimet ovat tyypiltään Butterworth-suotimia. Butterworth-suotimien tunnusomainen piirre on päästökaistan tasainen amplitudivaste. Ensimmäisen asteen alipäästö-suotimet tarkoittavat sellaisia suodattimia, joilla suotimen rajataajuuden ulkopuolella oleva tehon amplitudi vaimenee kuusi desibeliä aina kun taajuus kaksinkertaistuu. Rajataajuudeksi määritellään piste, jossa teho on vaimentunut kolmen desibelin verran. Toisen asteen alipäästö-suotimen tapauksessa tehon amplitudi vaimenee kaksitoista desibeliä aina kun taajuus kaksinkertaistuu. [3]

3.1.1 Puskurivahvistin

Puskurivahvistimina tässä työssä käytetyt komponentit ovat operaatiovahvistimia, joilla on paljon eri ominaisuuksia. Tärkeimmät audiosignaalin kannalta ominaisuudet ovat: jännitteenmuutosnopeus (Slew Rate), yhteismuotoisen häiriön vaimennus (Common Mode Rejection Ratio), kohina (Noise), vääristymä (Distortion) ja laskeutumaton käyttöjännite ulostulossa (Infinite voltage range available at the output, Rail-to-Rail). [4]

Jännitteenmuutosnopeus kertoo jännitteen maksimi muutosnopeuden operaatiovahvistimen ulostulossa ja se on muotoa voltti per sekunti $SR = \max\left(\frac{\Delta V}{\Delta t}\right)$.

Sisääntulojännitteen muutosnopeuden ollessa suurempi, mihin operaatiovahvistin kykenee, tulee ulostulon aaltomuoto vääristymään.



Kuva 14. Jännitteen muutosnopeuden vaikutus kanttiaaltoon operaatiovahvistimen ulostulossa.

Kuvassa (Kuva 14) on esitelty sisääntulossa kanttiaalto $V(IN)$, joka on vääristynyt ulostulossa $V(OUT)$ hitaan jännitteenmuutosnopeuden seurauksena. Jännitteenmuutosnopeus auttaa tunnistamaan suurimman käytettävän taajuuden suhteessa jännitteen amplitudiin ja tämän vuoksi on sen lukeminen datalehdeltä hyödyllistä. Audio käytössä vaadittavat signaalien jännitemuutosnopeudet ovat suhteellisen alhaiset ja harvoilla operaatiovahvistimilla ulostulo vääristyy sen seurauksena. [5]

Yhteismuotoisen häiriön vaimennus ilmaisee, kuinka paljon molempiin operaatiovahvistimen sisääntuloihin yhtä aikaa tullut häiriö vaimentuu ulostuloon, ilman vahvistusta. Vaimennus on hyödyllinen, sillä yleensä halvemmissa johdoissa ei ole mukana ferriittihelmiä, jotka vaimentaisivat yhteismuotoista häiriötä. Ideaalinen operaatiovahvistin poistaisi häiriöt kokonaan, mutta todellisuudessa vaimennus ilmaistaan desibeliasteikolla taajuuden funktiona. Taajuuden kasvaessa kyky vähentää yhteismuotoista häiriötä ulostulossa huononee, mutta yleensä audiotaajuuksilla vaimennus säilyy riittävänä signaalin laadun säilyttämisen kannalta. [6]

Kohina on, ei-toivottua satunnaista vaihtelua jännitteessä. Sen syntymistapoja on monia ja mainittavimpina: lämpökohina ja virheet puolijohteiden valmistusprosesseissa. Lämpökohinaa ei voida välttää ja sitä tapahtuu riippumatta syötetystä jännitteestä. Lämpökohina aiheutuu vapaiden varaustenkuljettajien satunnaisesta lämpöliikkeestä johteessa. Lämpökohinan teho on riippuvainen taajuudesta ja se voimistuu korkeimmilla taajuuksilla. Audiotaajuuksia ajatellen ei lämpökohinalla ole juurikaan vaikutusta. [7]

Vääristymistä voi signaalille tapahtua monella eri tapaa. Amplitudivääristymä ilmaisee signaalin voimakkuuden muutosta alkuperäisestä, niin lineaarisesti, kuin epälineaarisesti. Lineaarinen amplitudivääristymä vaikuttaa lähinnä kuultavan äänen voimakkuuteen, sillä vaimentumaa on tapahtunut koko signaalille ja vaimentumaa on yhtä paljon. Epälineaarinen amplitudivääristymä voi ilmaista korkeiden voimakkuuksien leikkaantumisenä tai tyvistymisenä. Epälineaarinen vääristymä voi olla

myös signaalin pienten amplitudikomponenttien voimistumista. Amplitudivaste ilmaisee signaalin voimakkuutta eri taajuuksilla. Amplitudivasteen tulisi olla lineaarinen kaikilla ihmiskorvan kuultavilla taajuuksilla. [8]

Laskeutumattomalla käyttöjännitteellä ulostulossa tarkoitetaan operaatiovahvistimen kykyä ajaa ulostuloon signaalinjännitetasoja, jotka ovat lähellä sen sisään tulevia käyttöjännitteitä. Useilla operaatiovahvistimilla ulostulossa näkyvät signaalit ovat maksimiampitudiltaan pari voltia alle sisään syötettyjen käyttöjännitteiden. Tämän vuoksi on hyvä tarkistaa, että käytettävä operaatiovahvistin on niin kutsuttu Rail-to-Rail-operaatiovahvistin. Englannin kielisellä sanalla Rail-to-Rail tarkoitetaan, että operaatiovahvistin kykenee ajamaan ulostuloon lähes saman suuruisia signaalijännitettä, mitä sen käyttöjännitteet ovat. Yli ulostuloajokyvyn menevät jännitteet leikkautuvat ja jäävät siten toistamatta ulostulossa niille tarkoitettulla tavalla. [4]

3.1.2 Harmoninen kokonaissärö

Harmoninen kokonaissärö on signaalissa olevien taajuuskomponenttien monikertojen voimakkuuksien vaikutus, alkuperäisten taajuuskomponenttien voimakkuuksiin. Särö mitataan yleisimmin tehollisarvojen suhteena. Puhdasmuotoisen sini-muotoisen signaalin tapauksessa, harmoninen särö voidaan ilmaista perustaajuudesta poikkeavien harmonisten komponenttien jännitteiden tehollisarvon suhteena, perustaajuuden jännitteen tehollisarvoon

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2}}{V_1}. \quad (15)$$

Kaavassa 15 on perustaajuuden jännitteen tehollisarvo V_1 ja muiden harmonisten komponenttien tehollisarvojen V_i summa. [9]

Kokonaissärön lisäksi laitteissa on komponentteja, jotka lisäävät kohinaa. Tämän vuoksi yleisimmin harmonista kokonaissäröä mitattaessa mitataan samalla laitteen kohinaa ja lisätään se kokonaissäröön. Tällöin mittaustuloksesta tulee vertailukelpoisempi suhteessa toisiin laitteisiin. Sini-muotoisen signaalin tapauksessa mittaus voidaan toteuttaa siten, että käyttämällä kaistanestosuodinta ulostulossa voidaan poistaa sisään syötetty sini-muotoinen signaali kokonaan mittauksesta. Vertaamalla mittaustuloksia ulostulossa kaistanestosuotimen kanssa ja ilman, voidaan määrittää kokonaissärön määrä kohinan kanssa. Laskemalla harmonisten komponenttien V_i ja särön V_{noise}

tehollisarvot, jaettuna perustaajuuden tehollisarvolla V_1 saadaan kokonaissärön ja kohinan määrä laskettua

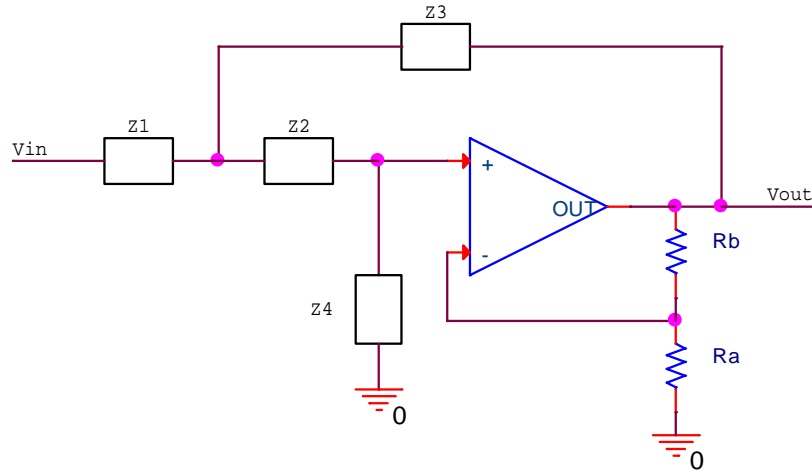
$$THD + n = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} V_i^2 + V_{noise}^2}}{V_1}. \quad (16)$$

3.1.3 Sallen–Key

Sallen–Key on elektronisen suotimen toteuttava topologia. Kyseinen topologia on suosittu sen yksinkertaisuuden vuoksi. Sallen–Key topologia toteuttaa tyypillisesti Butterworth–tyyppisen toisen asteen suotimen. Suodin toteuttaa vahvistimen, jossa sisääntuloimpedanssi on lähellä ääretöntä ja ulostuloimpedanssi on lähellä nollaa. Sisääntuloimpedanssin ollessa suuri ei mahdollisesti suurella sisääntulojännitteellä ole pakko ajaa sisään suurta virtaa ja tällöin edellä olevan laitteen kuormitus minimoituu. Ulostuloimpedanssin ollessa pieni tulee ulos ajaa suurta virtaa jännitteen ollessa suuri. Sillä suotimen jälkeinen komponentti on A/D–muunnin, on suotimen ulostuloimpedanssin oltava mahdollisimman pieni, jotta näytteistys tapahtuu vaaditulla nopeudella.

Suodintyyppejä on useita ja niistä Sallen–Key topologialla voidaan toteuttaa: alipäästö–, ylipäästö– ja kaistanpäästösuoitimet. Alipäästösuoitimella päästetään läpi alhaiset taajuudet ja korkeita taajuuksia vaimennetaan. Ylipäästösuoitimella päästetään läpi korkeat taajuudet ja matalia taajuuksia vaimennetaan. Kaistanpäästösuoitimella päästetään läpi tietty taajuusalue ja sen ulkopuolisia taajuuskomponentteja vaimennetaan. Kaistanpäästösuoitimet toteutettuna Sallen–Key topologialla ovat ensimmäisen asteen suotimia, ali- ja ylipäästösuoitimien ollessa toisen asteen suotimia.

Sallen–Key suotimeen kuuluu tyypillisesti seitsemän komponenttia, joista kaksi on kondensaattoreita, neljä vastusta ja yksi operaatiovahvistin. Sallen–Keyn ulostulossa on negatiivisella takaisinkytkennällä toteutettu jännitevahvistin.



Kuva 15. Geneerinen Sallen–Key suodin jännitevahvistimella.

Kuvassa (Kuva 15) on esitelty Sallen–Key suodin, jossa komponenttien $Z_1 - Z_4$ avulla voidaan toteuttaa haluttu suodinkytkentä ja komponenteilla R_B ja R_A saadaan toteutettua jännitevahvistin. Jännitevahvistimen kaava on muotoa

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A}. \quad (17)$$

Riippumatta suotimen tyypistä, luonnolliseksi värähtelytaajuudeksi, joka on samalla alipäästösuotimien tapauksessa $-3dB$ rajataajuus f_0 , saadaan

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \Leftrightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}. [10] \quad (18)$$

Kolmantena tärkeänä tekijänä värähtelytaajuuden ja jännitevahvistuksen lisäksi on laskettava hyvyysarvo Q , joka on samalla vaimenemiskerroin. Vaimenemiskerroin ilmaisee korkeuden ja leveyden suodattimen amplitudivasteen piikin huippukohdassa. Hyvyysarvon kasvaessa äänenvoimakkuus huippukohdassa kasvaa. Hyvyysarvon ollessa liian pieni, tulee osa päästökaistasta läpi vaimentuneena. Hyvyysarvon kaava on tapauskohtainen ja se esitellään yli- ja alipäästökaistan tapauksissa erikseen. [11]

Toteuttaessa kaksi suodinta sarjassa, on suotavaa asettaa mahdollisesti tarvittava jännitevahvistus ensimmäiseen suotimeen. Tällöin voidaan vähentää hieman laitteista tulevaa kohinaa. Vahvistuksen asettaessa toiseen suotimeen tulee molemmista laitteista yhteenlaskettu kohina kerrottua vahvistuskertoimella sen sijaan, että se kerrottaisiin vain ensimmäisen vahvistimen yhteydessä, lisättynä toisen operaatiovahvistimen vahvistamattomalla kohinalla.

Suotimen lisäksi tarvitaan ulostuloon kaksinkertainen jännitevahvistus, jotta päästään käyttämään A/D-muuntimen lähes kaikkia kvantisointitasoja, jolloin tulee ylipäästösuotimeen lisätä jännitekerroin K kahteen. Ylipäästösuodin valitaan ensimmäiseksi käytettäväksi suotimeksi, jotta edelliseltä laitteelta tuleva mahdollinen DC-jännitteen aiheuttama virransyöttö saadaan minimoitua.

Ylipäästösuotimen tapauksessa valitaan komponenteiksi $Z_1 = C_1$, $Z_2 = C_2$, $Z_3 = R_3$, $Z_4 = R_4$ ja sijoittamalla ne kuvan (Kuva 15) komponenteiksi. Tällöin hyvyysarvoksi Q saadaan [10]

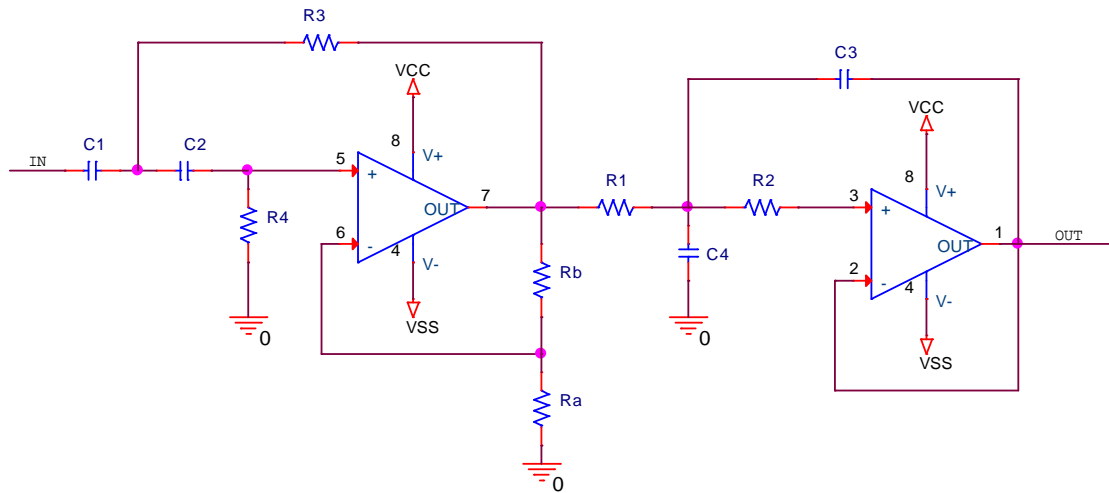
$$Q = \frac{1}{(1 - K)\sqrt{R_4 C_2 / R_3 C_1} + \sqrt{R_3 C_2 / R_4 C_1} + \sqrt{R_3 C_1 / R_4 C_2}}. \quad (19)$$

Ylipäästösuotimen jännitevahvistus $K = 2$. Sijoittamalla $K = 2$ kaavaan 17, huomataan, että komponenttien R_A ja R_B tulee olla $R_A = R_B$.

Alipäästösuotimen tapauksessa valitaan komponenteiksi $Z_1 = R_1$, $Z_2 = R_2$, $Z_3 = C_3$, $Z_4 = C_4$ ja sijoitetaan ne kuvan (Kuva 15) komponenteiksi. Tällöin hyvyysarvoksi Q saadaan [10]

$$Q = \frac{1}{(1 - K)\sqrt{R_1 C_3 / R_2 C_4} + \sqrt{R_1 C_4 / R_2 C_3} + \sqrt{R_2 C_4 / R_1 C_3}}. \quad (20)$$

Valitsemalla alipäästösuotimen jännitevahvistimen arvoiksi $R_B = 0$ ja $R_A = \infty$ saadaan negatiivisesta takaisinkytkennästä vahvistin, jonka $K = 1$ ja tällöin voidaan komponentit R_B ja R_A poistaa kytkennästä.



Kuva 16. Sisäntulosuodin kokonaisuudessaan.

Kuvassa (Kuva 16) on esitelty sisäntulosuodin, jossa on kaksi Sallen–Key topologiaalla toteutettua toisen asteen suodinta. Yli- ja alipäästösuotimien lisäksi ensimmäisessä suodin kytkennässä on jännitevahvistin.

3.1.4 Sisäntulosuodin laskettuna

Taulukossa (Taulukko 3) on esitelty kuvan (Kuva 16) sisäntulosuotimen valitut komponenttiarvot.

Taulukko 3. Sisäntulosuotimen komponenttiarvot.

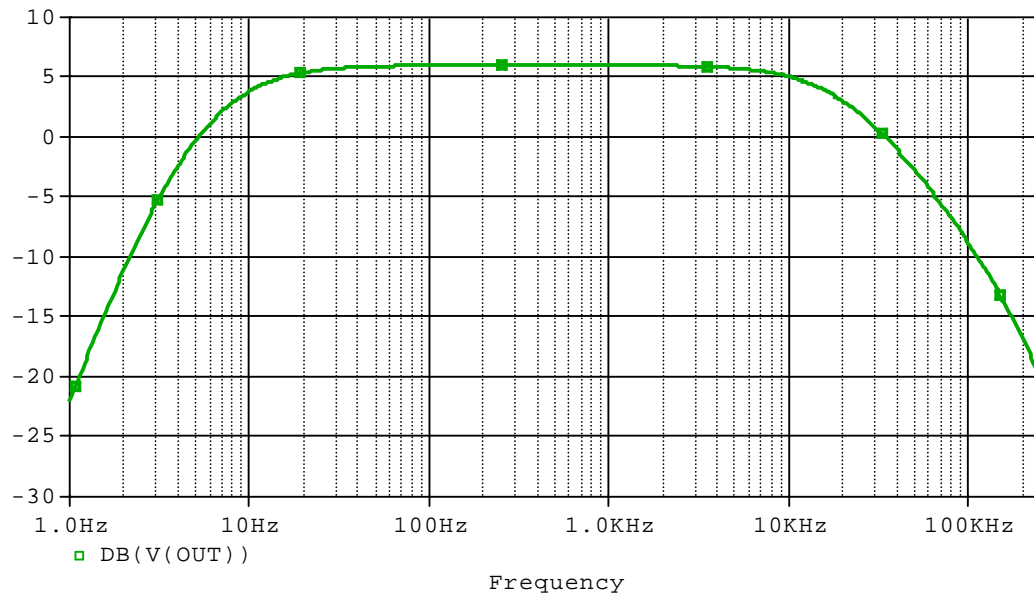
Komponentti	C_1 (μF)	C_2 (μF)	R_3 ($\text{k}\Omega$)	R_4 ($\text{k}\Omega$)	R_b ($\text{k}\Omega$)	R_a ($\text{k}\Omega$)	R_1 ($\text{k}\Omega$)	R_2 ($\text{k}\Omega$)	C_1 (nF)	C_1 (nF)
Arvo	3.3	3.3	14.0	7.0	4.7	4.7	2.5	2.5	3.3	3.3

Taulukossa (Taulukko 4) on esitelty yli- ja alipäästösuotimen Q –arvo, rajataajuus f_0 ja vahvistuskerroin K , valitun taulukon (Taulukko 3) komponenttiarvoilla.

Taulukko 4. Ali –ja ylipäästösuotimen lasketut arvot.

Suodintyyppi	Q –arvo	Rajataajuus (Hz)	Vahvistuskerroin
Ylipäästösuodin	1.4142	4.8718	2
Alipäästösuodin	0.5	19292	1

Simuloimalla PSPICE–ohjelmalla yli- ja alipäästösuodinten sarjaan kytkentä saadaan kuvan (Kuva 17) mukainen Amplitudivaste.



Kuva 17. Sisääntulosuotimen amplitudivaste.

Kuvan (Kuva 17) amplitudivasteesta nähdään, että vaimennusta 175 kHz:n taajuudella on noin 15 desibeliä. Kuvan perusteella suotimen -3dB rajataajuudet sijaitsevat noin 8 Hz ja 20 kHz taajuuksilla.

3.2 Ulostulosuodin

Ulostulosuotimen tehtävä on muuntaa MOSFET:eilta tuleva pulssileveysmodulointu-signaali diskreetti-aikaiseksi. Vaimennettavan signaalin amplitudi on sama mitä käyttöjännite V_{CC} . Vaimennuksen määrä riippuu käytettävästä suotimesta ja sen ilmaisemiseen käytetään desibeliasteikkoa. Vaimennuksen määrä on taajuusriippuvainen, siten että käytettävillä suotimilla MOSFET:ien ohjaustaajuuden kasvaessa vaimennus kasvaa, ja tällöin äänenlaatu paranee. Ulostulosuotimia voidaan kytkeä sarjaan, jolloin vaimennuksen määrä kasvaa, mutta samalla tarvittavien komponenttien määrä lisääntyy ja hyötysuhde huononee. Ulostulosuotimen tehtävä on myös suodattaa ihmisen kuuloalueen ulkopuoliset signaalit pois, jottei energiaa hukattaisi kaiuttimessa yrittäessä toistaa ihmisen kuuloalueen ulkopuolisia ääniä. Passiivisen suodattimen tulisi teoriassa antaa takaisin kaikki sille syötetty energia parantaen hyötysuhdetta. [12]

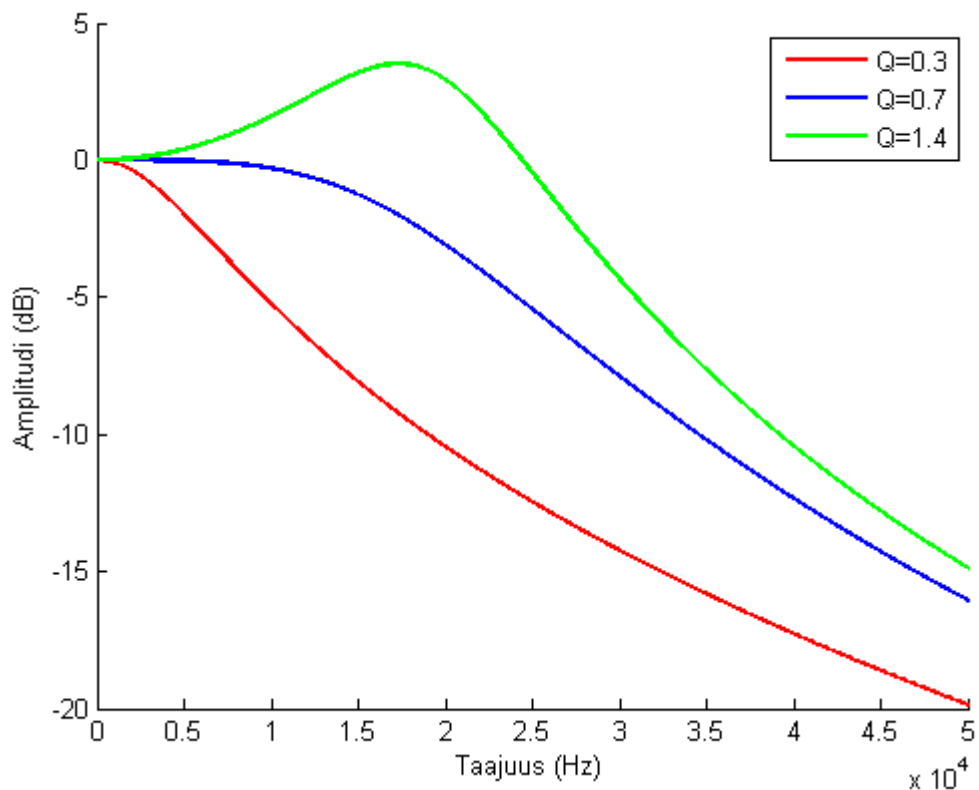
Käyttämällä passiivista suodatinta ulostulossa, voidaan ulostulosuodatin toteuttaa keloilla ja kondensaattoreilla. Suotimen -3dB rajataajuuden laskemiseen voidaan käyttää kaavaa [12]

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (21)$$

Kaavassa 21 kytkennän rajataajuus on ilmaistu kulmataajuutena radiaaneissa. Ilmaisemalla kulmataajuus taajuutena $\omega_0 = 2\pi f_0$ saadaan

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (22)$$

Suotimella on myös hyvyysluku, joka ilmaisee sen vaimentuman kerrointa. Ideaalisesti vaimentuva Butterworth-suodin omaa hyvyysluvun $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$.



Kuva 18. Amplitudivasteita Butterworth-suotimen eri hyvyysluvuilla.

Kuvassa (Kuva 18) on esitelty amplitudivasteita eri hyvyysluvun omaavilla toisen asteen Butterworth-suotimilla. Kuvasta on havaittavissa, että ylivaimennetulla suotimella korkeat taajuudet ovat vaimentuneet. Alivaimennetulla suotimella esiintyy piikki rajataajuuden läheisyydessä, jossa taajuudet ovat voimistuneet. [12]

Hyvyysluku voidaan laskea toisen asteen suotimella kaavalla

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (23)$$

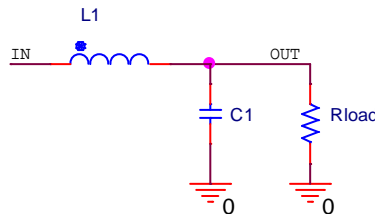
Kaavasta voi huomata, että kuorman resistanssin R kasvaessa kasvaa myös hyvyysluku Q ja se on tärkeää ottaa huomioon mitoittaessa kela L ja kondensaattoria C . [12]

Käyttäessä suodintyyppinä Butterworth-suodinta, saadaan tasainen amplitudivaste päästökaistalla Q -arvon ollessa sopiva. Toisen asteen Butterworth-suodin voidaan suunnitella laskemalla sopivat kelan ja kondensaattorin arvot kaavoilla

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R_L \sqrt{2}} \text{ ja} \quad (24)$$

$$L = \frac{R_L \sqrt{2}}{2\pi f_0}. [12] \quad (25)$$

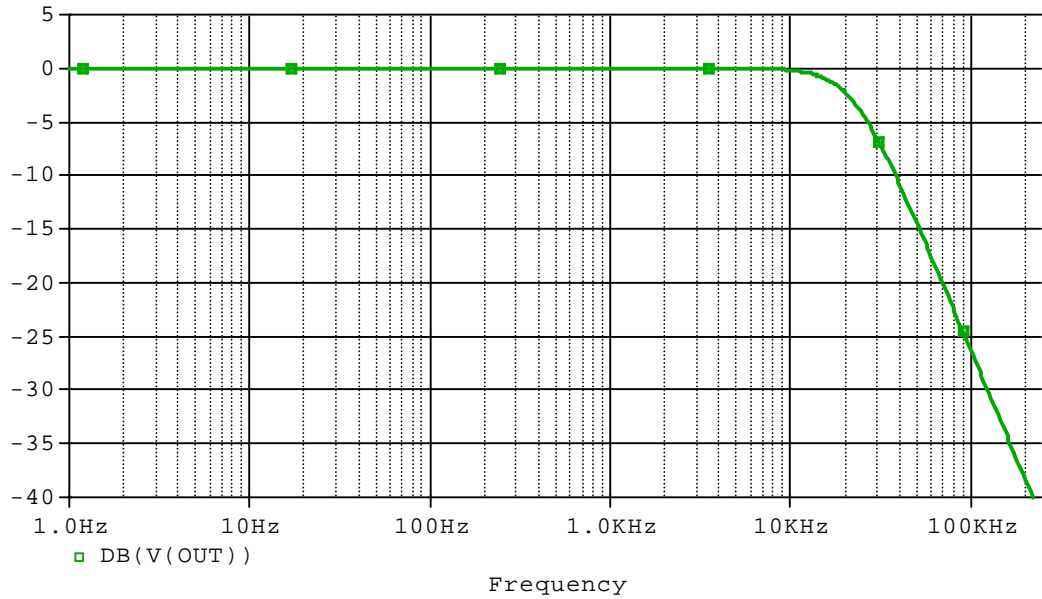
Kaavoissa 24 ja 25 oleva vastus R_L ilmaisee kaiuttimen impedanssin reaaliosaa. Toisen asteen Butterworth-suodin tarkoittaa LC-suotimen tapauksessa sellaista suodinta, jonka vaimenema on 6 dB taajuuden kahdenkertaa kohden. Suotimen vaimentama MOSFET:ien toimintataajuudella esiintyvä pulssileveysmoduloitu-signaali ei välttämättä vaimene riittävästi alhaisilla toimintataajuuksilla, joten on suotavaa käyttää korkeamman asteen suodintratkaisua.



Kuva 19. Toisen asteen Butterworth-suodin.

Kuvassa (Kuva 19) on esitelty toisen asteen Butterworth-suodin, tutkimalla jännitettä kuorman yli eri taajuuksilla saadaan suotimen amplitudivaste selville, joka kertoo kuinka paljon vaimennusta tapahtuu halutulla taajuudella.

Asettamalla rajataajuudeksi $f_0 = 22 \text{ kHz}$, kuormalla $R_{load} = 4\Omega$ saadaan kondensaattorin arvoksi $1.28 \mu\text{F}$ ja kelan arvoksi $41 \mu\text{H}$. Sijoittamalla arvot kuvan (Kuva 19) kytkentään, voidaan tutkimalla 175.3 kHz :n toimintataajuuden kohdalta kuvaajasta päätellä kytkentätaajuuden aiheuttaman häiriön voimakkuus ulostulossa.



Kuva 20. Toisen asteen Butterworth-suotimen amplitudivaste.

Kuvassa (Kuva 20) on esitelty toisen asteen suotimen amplitudivaste desibeleinä. Siitä nähdään, että vaimentuma 175.3 kHz:n taajuudella on -36 dB. Desibelit voidaan muuttaa jännitteen arvoiksi käyttämällä kaavaa

$$V = V_{CC} 10^{\frac{x(dB)}{20}}. \quad (26)$$

Kaavan 26 muuttuja V_{CC} on vertailujännite, joka on käyttöjännitteen voimakkuus. Tällöin kuvan (Kuva 19) syötetyn jännitteen perusteella, kytkentätaajuudella esiintyvä häiriö, kun $V_{CC} = 30$ V on se voimakkuudeltaan 0.48 voltia. Vaimenemasta voidaan huomata, että toisen asteen suodin ei ole riittävä 175.3 kHz:n toimintataajuudella äänenlaadun kannalta, joten tarvitaan korkeamman asteen suodin.

3.2.1 Neljännen asteen Butterworth-suodin

Vaimentuma taajuudella f voidaan laskea, jos tiedetään valmiiksi suotimen aste n ja haluttu $-3dB$ rajataajuus f_c . Vaimentuma V ilmoitetaan desibeleissä

$$V(dB) = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2n} \right]. \quad [3] \quad (27)$$

Taulukossa (Taulukko 5) on esitelty eriasteisien n Butterworth-suotimien vaimentumia, käyttäessä kytkentätaajuutena $f = 175.3$ kHz ja $-3dB$ rajataajuutena

f_C . Rajataajuudeksi f_C on valittu 22 kHz. Taulukon (Taulukko 5) kolmannella vaakarivillä on ilmoitettu kaavalla 26 laskettuna desibelejä vastaavat jännitearvot, kun $V_{CC} = 30$ V.

Taulukko 5. Vaimentumat desibeleinä ja jännitteiden amplitudit, eriasteisilla Butterworth-suotimilla.

n	1	2	3	4	5	6	7	8
$V(\text{dB})$	18.095	36.055	54.081	72.108	90.135	108.16	126.19	144.21
$V(\text{mV})$	3735.7	472.44	59.298	7.4419	0.93395	0.11721	0.0147	0.0018

Taulukon (Taulukko 5) perusteella arviolta riittävä suodatus saadaan aikaiseksi neljännen asteen suotimella. Korkeamman asteen tapauksessa komponenttien määrä piirilevyllä kasvaa sen verran, ettei se olisi enää käytännöllinen. Neljännen asteen suodin voidaan toteuttaa lisäämällä toinen toisen asteen suodin sarjakytkentänä. Tällöin toisen asteen suotimen mitoittamiseen käytettyjä kaavoja 24 ja 25 ei voi käyttää neljännen asteen suotimen mitoituksessa, sillä amplitudivasteesta ei tulisi tasaista päästökaistalla.

Laskemalla suotimen siirtofunktio $H(s)$ saadaan suotimen Q -arvot laskettua. Siirtofunktio $H(s)$ on ulostulon $V_o(s)$ ja sisääntulon $V_i(s)$ jännitteiden suhde ja se voidaan ilmaista kaavalla

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \cdot [3] \quad (28)$$

Alipäästösuoitimen tapauksessa ulostulojännite $V_o(s)$ voidaan ilmaista jännitevahvistuksena G_0 taajuudella nolla. Sisääntulojännite $V_i(s)$ voidaan ilmaista käyttämällä normalisoituja Butterworth-polynomeja, ideana on käyttää kompleksikonjugaatti pareja, joka lyhentää kaavaa huomattavasti. Taulukossa (Taulukko 6) on esitelty eri kompleksikonjugaattien polynomeja $B_n(s)$, suotimen eri asteilla n , neljän desimaalin tarkkuudella.

Taulukko 6. Butterworth polynomeja [3].

n	$B_n(s)$
1	$(s + 1)$
2	$s^2 + 1.4142s + 1$
3	$(s + 1)(s^2 + s + 1)$
4	$(s^2 + 0.7654s + 1)(s^2 + 1.8478s + 1)$

5	$(s+1)(s^2+0.6180s+1)(s^2+1.6180s+1)$
6	$(s^2+0.5176s+1)(s^2+1.4142s+1)(s^2+1.9419s+1)$
7	$(s+1)(s^2+0.4450s+1)(s^2+1.2470s+1)(s^2+1.8019s+1)$
8	$(s^2+0.0.3902s+1)(s^2+1.1111s+1)(s^2+1.6629s+1)(s^2+1.9616s+1)$

Normalisoituja Butterworth–polynomeja voidaan käyttää ratkaistaessa alipäästösuotimen siirtofunktion Q –arvoja. Siirtofunktio alipäästösuotimelle voidaan esittää kaavalla

$$H_n(s) = \frac{G_0}{B_n(a)} \cdot [3] \quad (29)$$

Kaavassa 29 polynomien paikalle $B_n(a)$ tulee sijoittaa $a = \frac{s}{\omega_c}$. Tällöin taulukosta (Taulukko 6) voidaan valita neljännen asteen polynomi ja sijoittaa se kaavaan 29. Saatu neljännen asteen alipäästösuotimen siirtofunktio on tällöin

$$H_n(s) = \frac{G_0}{\left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + 0.7654 \frac{s}{\omega_c} + 1\right) \left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + 1.8478 \frac{s}{\omega_c} + 1\right)} \cdot \quad (30)$$

Sijoittamalla $G_0 = 1$ kaavaan 30 saadaan

$$H_n(s) = \frac{1}{\left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{0.7654}{\omega_c} s + 1\right) \left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{1.8478}{\omega_c} s + 1\right)} \cdot \quad (31)$$

Siirtofunktio voidaan kirjoittaa myös toisella tavalla. Kaavan 32 tavalla saadaan selville siirtofunktiosta Q [13]

$$H_n(s) = \frac{G_0}{s^2 + \frac{\omega_c}{Q} s + \omega_c^2} \cdot \quad (32)$$

Laventamalla kaava 31 ω_c^2 :llä saadaan

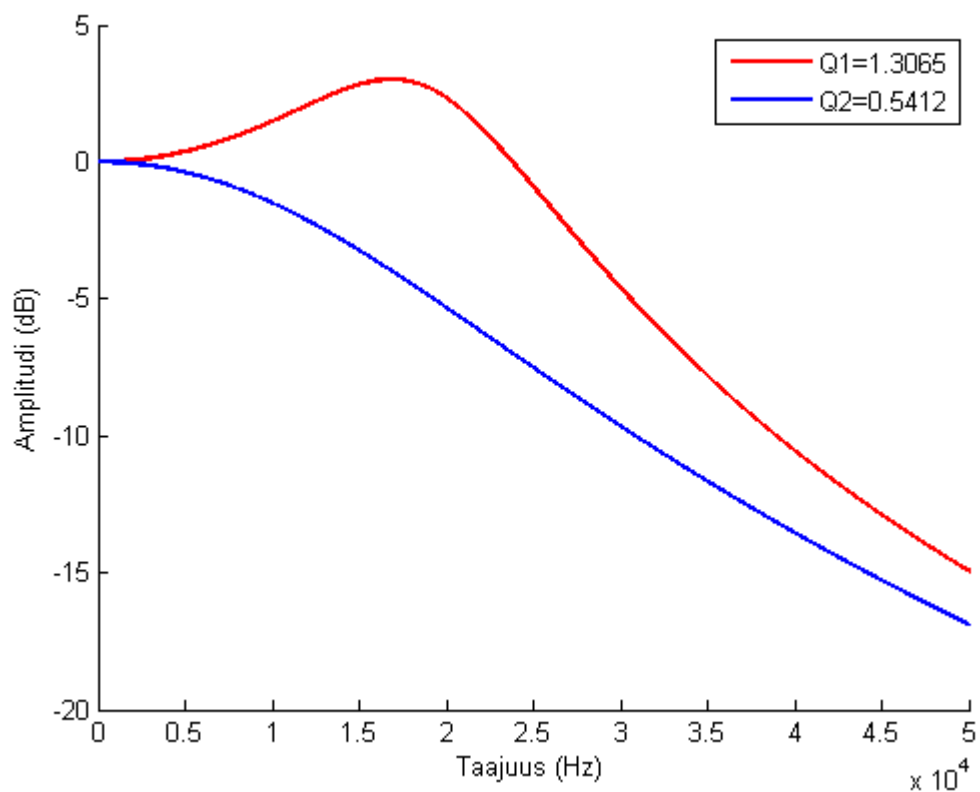
$$H_n(s) = \frac{\omega_c^2}{(s^2 + 0.7654\omega_c s + \omega_c^2)(s^2 + 1.8478\omega_c s + \omega_c^2)} \quad (33)$$

Kaavan 32 ja 33 perusteella voidaan päätellä, että Q -arvot ovat suoraan verrannollisia

keskimmäisiin polynomeihin. Tällöin Q -arvoiksi saadaan: $Q_1 = \frac{1}{0.7654} = 1.3065$

ja $Q_2 = \frac{1}{1.8478} = 0.5412$. Näiden Q -arvojen perusteella suotimen pitäisi toimia

halutulla tavalla. Suodin siis koostuu kahdesta toisen asteen Butterworth-suotimesta, jotka on kytketty sarjaan. Suotimista voidaan piirtää amplitudivasteet, jotka ovat kuvan (Kuva 21) mukaiset.



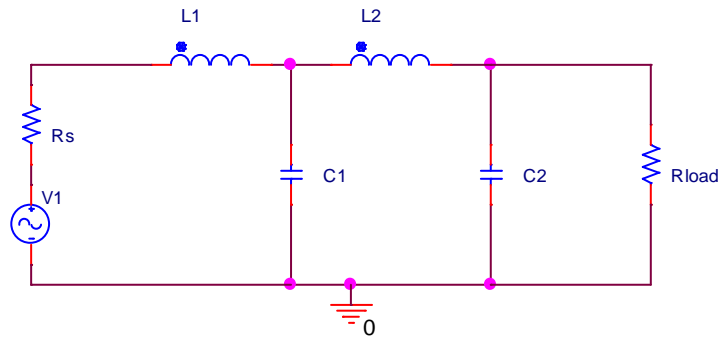
Kuva 21. Neljännen asteen suodinten amplitudivasteet.

Käyttäessä korkeamman asteen Butterworth-suodinta voidaan normalisoidut sopivat arvot katsoa taulukosta. Taulukossa (Taulukko 7) on esitelty neljännen asteen Butterworth-suodinelementtien normalisoidut arvot eri lähderesistansseilla ulostuloresistanssin ollessa 1Ω . [14]

Taulukko 7. Neljännen asteen Butterworth-suodin elementit [15].

R_s (Ω)	L_1 (μH)	C_1 (μF)	L_2 (μH)	C_2 (μF)
1.0	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654
0.9	0.4657	1.5924	1.7439	1.4690
0.8	0.3882	1.6946	1.5110	1.8109
0.7	0.3251	1.8618	1.2913	2.1752
0.6	0.2690	2.1029	1.0824	2.6131
0.5	0.2175	2.4524	0.8826	3.1868
0.4	0.1692	2.9858	0.6911	4.0094
0.3	0.1237	3.8826	0.5072	5.3381
0.2	0.0804	5.6835	0.3307	7.9397
0.1	0.0392	11.0942	0.1616	15.6421

Taulukon (Taulukko 7) vastaava neljännen asteen suotimen kytkentäkuva on esitelty kuvassa (Kuva 22).



Kuva 22. Neljännen asteen Butterworth-suotimen kytkentä [15].

Suotimelle tarvitaan tällöin normalisoituja elementtejä vastaavat todelliset arvot. Kyseiset suotimen arvot saadaan kaavoilla

$$L = \frac{R}{R_n} \frac{\omega_n}{\omega_c} L_n \text{ ja} \quad (34)$$

$$C = \frac{R_n}{R} \frac{\omega_n}{\omega_c} C_n \cdot [3] \quad (35)$$

Kaavoissa 34 ja 35 arvot L_n , C_n , R_n ja ω_n ovat normalisoituja arvoja. Arvot L_n ja C_n saadaan taulukosta (Taulukko 7) ja niitä vastaavan lähteen resistanssi $R_s = R_n$. Kulmataajuutta merkitään $\omega_n = 1$. Kaavoissa oleva R merkitsee ulostulon resistanssia R_{load} . Kulmataajuus -3 dB rajataajuudelle on $\omega_c = 2\pi f_c$. Laskemalla suotimen komponenttien arvoja 22 kHz:n rajataajuudella f_c kaavoilla 34 ja 35, käyttäen taulukon (Taulukko 7) elementtiarvoja, saadaan taulukon (Taulukko 8) mukaiset komponenttiarvot.

Taulukko 8. Normalisoidut komponenttien arvot.

R_s (Ω)	L_1 (μH)	C_1 (μF)	L_2 (μH)	C_2 (μF)
1.0	22.1486	3.3419	53.4703	1.3843
0.9	14.9733	2.5920	56.0702	2.3911
0.8	14.0418	2.4519	54.6553	2.6201
0.7	13.4396	2.3570	53.3820	2.7538
0.6	12.9738	2.2819	52.2039	2.8355
0.5	12.5877	2.2177	51.0801	2.8818
0.4	12.2405	2.1600	49.9964	2.9005
0.3	11.9317	2.1066	48.9228	2.8963
0.2	11.6328	2.0558	47.8478	2.8719
0.1	11.3434	2.0065	46.7626	2.8290

Kelan tulee olla suojattu ja paljon virtaa kestävä, lisäksi sen tulisi olla fyysiseltä kooltaan pieni. Kelan L_2 arvoksi päädyttiin valitsemaan 47 μH , sillä tämä oli suurin riittävän virran keston omaava ja saatavilla oleva kela. Komponenttien arvot pyöristetään lähimpiin saatavilla oleviin arvoihin, ja valitaan taulukossa (Taulukko 9) esitellyt kelojen arvot.

Taulukko 9. Neljännen asteen Butterworth-suotimen kelat.

Komponentti	Arvo (μH)	ESR ($\text{m}\Omega$)	Toleranssi (%)	Virrankesto (A)
L_1	10	16.5	20	10
L_2	47	42.7	20	8.7

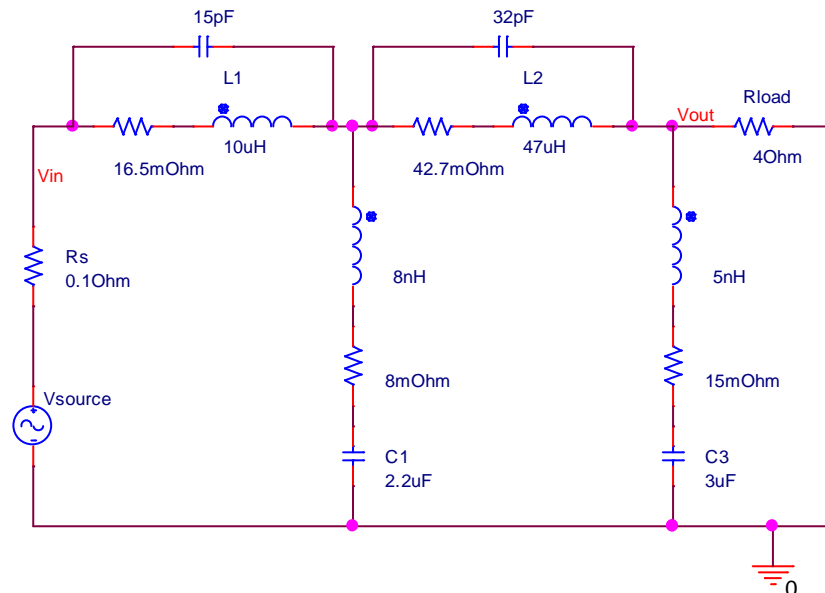
Taulukossa (Taulukko 9) on esitelty kelojen arvot, sarjamuotoiset resistanssit komponenteille, toleranssien ja virrankeston lisäksi.

Taulukkoon (Taulukko 10) on kirjattu käytettävien kondensaattorien arvot. [12]

Taulukko 10. Neljännen asteen Butterworth-suotimen kondensaattorit.

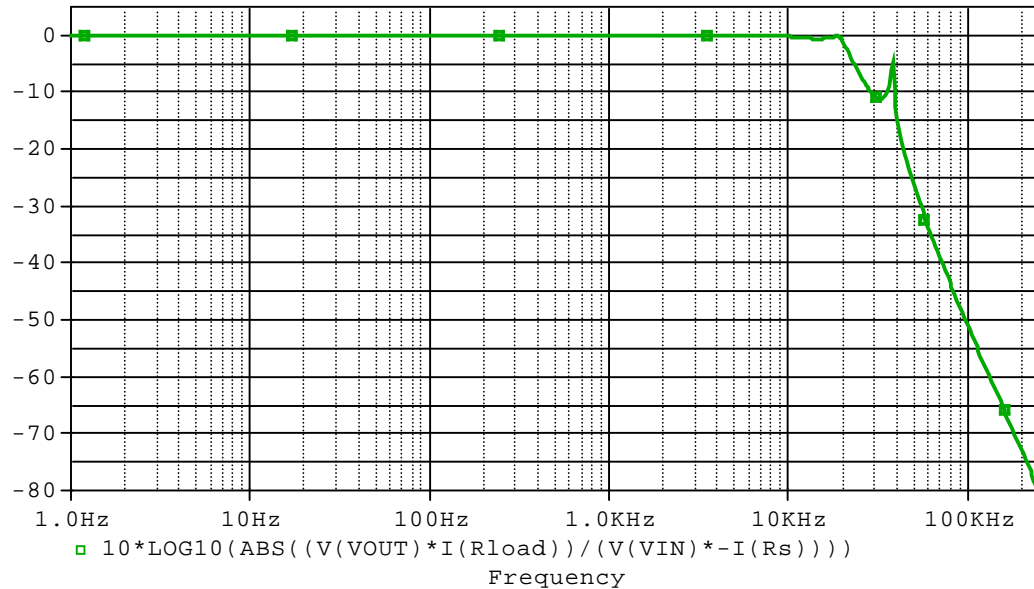
Komponentti	Arvo (μF)	ESR ($\text{m}\Omega$)	Toleranssi (%)	Virrankesto (A)	P-P (mm)
C_1	2.2	8	10	7	27.5
C_3	3	15	5	6	27.5

Taulukossa (Taulukko 10) on esitelty kondensaattoreiden arvot, sarjamuotoiset resistanssit kytkentätaajuudella $f_c = 175.3 \text{ kHz}$, toleranssit, virrankesto ja valitun kondensaattorin jalkojen etäisyys toisistaan (Pin-Pitch).



Kuva 23. Neljännen asteen suodinkytkeä.

Kuvassa (Kuva 23) on esitelty lopullinen laskettu suodin, jonka komponentit vastaavat taulukon (Taulukko 9) ja taulukon (Taulukko 10) arvoja. Kuvaan (Kuva 23) on piirretty komponenttien simulointimallit sillä poikkeuksella, ettei kondensaattoreiden vuotovirtaa ole otettu huomioon. Keloilla on parasiittinen kapasitanssi, jonka arvioitu suuruus saatiin selville datalehdellä ilmoitetun itseisresonanssitaajuuden avulla. Kondensaattoreiden parasiittisen induktanssin arvio saatiin selville myös datalehdellä ilmoitetusta itseisresonanssitaajuudesta. Kytkenästä saadaan kuorman yli kuvan (Kuva 24) mukainen jännitteen amplitudivaste desibeliasteikolla.

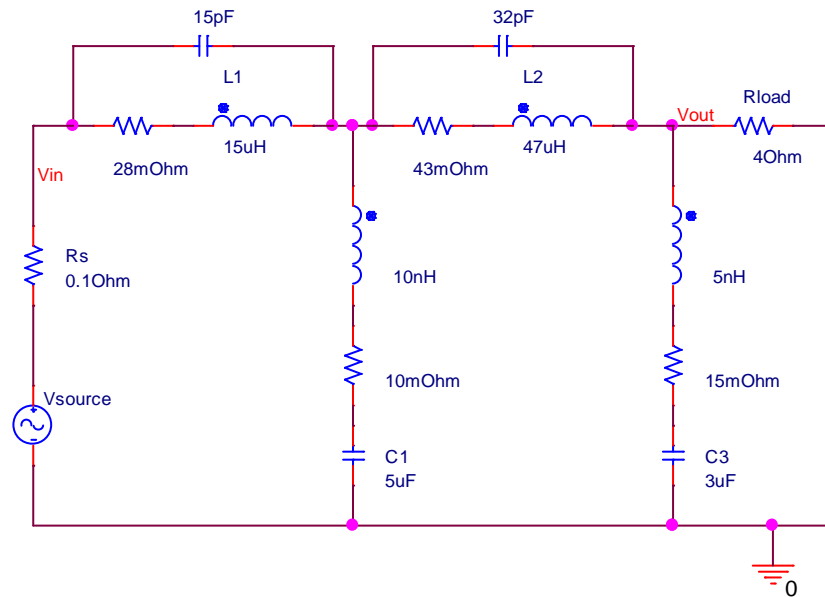


Kuva 24. Neljännen asteen suotimen jännitteen amplitudivaste.

Kuvan (Kuva 24) perusteella vaimentumaa 175.3 kHz:n kytkentätaajuudella on 68 dB. Amplitudivaste ei ole tasainen ja piikin maksimi saavutetaan taajuudella noin 37 kHz, joka on huomattavasti ihmiskorvan kuuloalueen ulkopuolella. Ihmiskorvan kuuloalueen sisäpuolella 16 kHz:n taajuudella vaimentumaa on tapahtunut puolen desibelin verran.

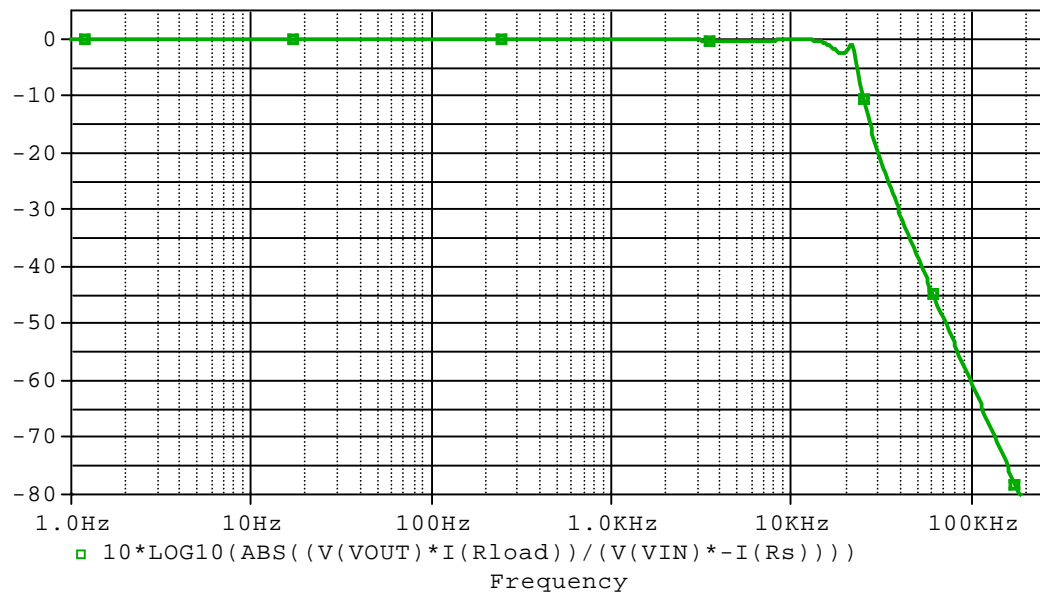
Kuvassa (Kuva 24) on havaittavissa voimakas resonanssihiikki, joka ei ole tyypillinen Butterworth-suotimille. Piikin oletetaan johtuvan suodinkytken simuloitimalleista.

Kokeilemalla eri komponenttien arvoja PSPICE-simulaattorissa, saadaan suotimen amplitudivastetta hieman parannettua. Vaihtamalla kelat L_1 ja L_4 , sekä C_1 ja C_2 saadaan kuvan (Kuva 26) mukainen amplitudivaste. Parannusta amplitudivasteessa on resonanssihiikissä, joka on huomattavasti vaimentunut, verrattuna laskettuun kuvan (Kuva 23) suotimeen.



Kuva 25. Mukautettu neljännnen asteen suodin.

Kuvan (Kuva 25) kytkennän jännitteen amplitudivaste desibeliasteikolla on esitelty kuvassa (Kuva 26).



Kuva 26. Mukautetun suotimen jännitteen amplitudivaste.

Kuvan (Kuva 26) perusteella vaimentumaa on 175.3 kHz:n taajuudella 78 dB. Alle 16 kHz:n taajuuksilla vaimentuma on enimmillään 1 dB. Lopulliset käytettäväksi valitut komponentit olivat taulukon (Taulukko 11) mukaiset.

Taulukko 11. *Lopulliset neljännen asteen suotimen valittujen komponenttien arvot.*

Komponentti	Arvo ($\mu\text{F}/\mu\text{L}$)	ESR ($\text{m}\Omega$)	Toleranssi (%)	Virrankesto (A)	P-P (mm)
C_1, C_2	5	10	5	8	27.5
C_3, C_4	3	15	5	6	27.5
L_1	15	28	20	9	-
L_2	47	42.7	20	8.7	-

Kondensaattorit ovat läpivientikomponentteja ja siksi niille on ilmaistu jalkojen etäisyys toisistaan (Pin–Pitch) taulukossa. Pidempi komponenttien jalkojen välinen etäisyys yleensä ilmaisee fyysisesti kooltaan suurempaa komponenttia myös leveyssuunnassa.

3.3 FPGA–piiri

FPGA on integroitu piiri, joka voidaan ohjelmoida halutun sovelluksen tai toiminnallisuuden vaatimuksiin valmistuksen jälkeen. FPGA–piiri koostuu suuresta määrästä logiikkaportteja, joiden avulla toteutetaan monimutkaisia digitaalisia laskelmia. Piirillä olevat logiikkaportit ovat osa suurempia kokonaisuuksia, logiikkalohkoja. Lohkot pitävät sisällään niin loogisia portteja, kiikkuja, kuin multipleksereitä. Logiikkalohkot on yhdistetty käyttämällä ohjelmoitavia väliyhteyksiä. [16]

Portit muodostuvat kytkimistä, joiden avulla voidaan toteuttaa laskutoimituksia Boolean algebran avulla. Boolean algebralla kuvataan loogisia tiloja 1 tai 0, jossa 1 tarkoittaa, että tulo on ylhäällä ja 0, että tulo on alhaalla. Tiloilla kuvataan siis jännitettä, joka sillä ajanhetkellä luetaan kyseiseksi tilaksi. Logiikka portteja on muutamia: AND–portti toteuttaa loogisen funktion, jossa molemmat tai kaikki sisääntulot ovat 1, jotta ulostuloon tulee 1. OR–portti toteuttaa logiikan joko tai, tällöin molemmissa tai useammassa sisääntuloissa tulee ainakin yhden olla 1, jotta ulostuloon tulee 1. NOT–portti toimii invertterinä, jolloin ulostuloon tulee sisääntulon komplementti. XOR–portti toteuttaa logiikan jompikumpi, muttei molemmat tai kumpikaan, tällöin sisääntuloissa tulee olla 1 ja 0, jotta ulostuloon tulee 1. [17]

FPGA–piirissä on myös muita käytettäviä komponentteja. Muita huomioimisen arvoisia komponentteja ovat kiikut ja MUX:t. Kiikut ovat komponentteja, jotka säilyttävät sille asetetutun tilan. Kiikkutyyppejä on useita ja tässä työssä käytetään pelkästään D–kiikkuja. D–kiikussa sisään tulevan kellosignaalin muuttuessa nousevalla tai laskevalla reunalla talletetaan sen hetkinen sisääntulon datan arvo, jolloin se on heti luettavissa ulostulossa. D–kiikussa on myös sisääntuloina: nollaus, lataus ja asetus. Nollauspulssilla voidaan kiikun ulostulo nollata, kunnes nollauspulssi on kytketty pois ja seuraava kellopulssi on tullut kiikulle. Lataussisääntulolla voidaan kiikun ulostulon

arvo säilyttää samana, kunnes lataussisääntulo muuttuu aktiiviseksi ja uusi arvo ladataan ulostuloon kellopulssin kohdalla. Asetussisääntulolla voidaan ulostulo asettaa haluttuun arvoon asetussisääntulon ollessa aktiivinen. [18]

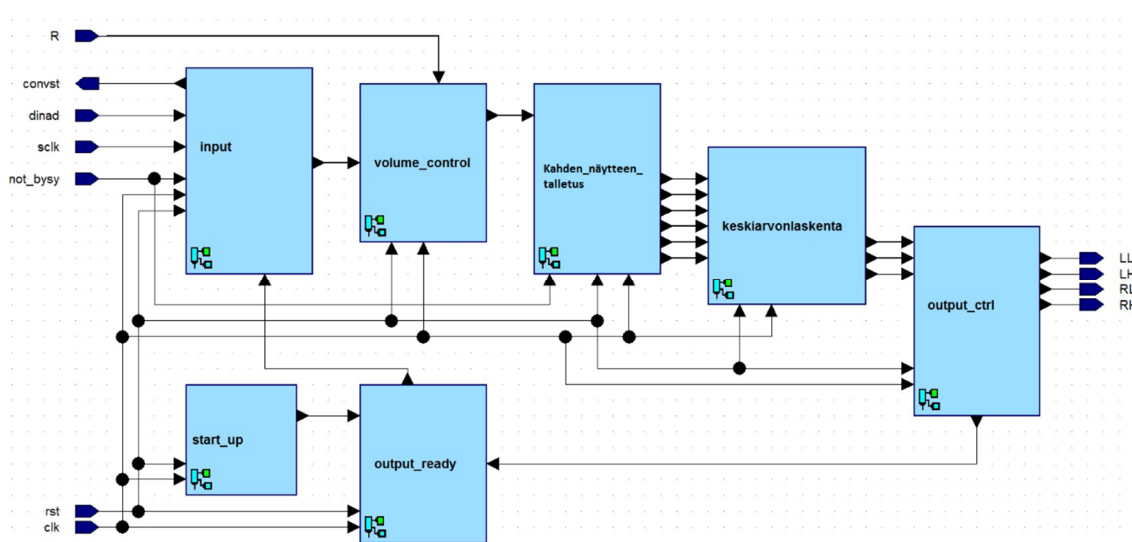
MUX toteuttaa loogisen IF-lauserakenteen. MUX:n avulla valitaan yksi aktiivinen sisääntulo ulostuloon useasta sisään tulevasta signaalista. Aktiivinen sisääntulolinja valitaan valinta-sisääntulon avulla. [19]

3.3.1 Ohjelmointi

FPGA-piirin ohjelmointi on toteutettu käyttäen Mentor Graphicsin HDL designer ohjelmistoa. Ohjelmalla tehdään graafisia esityksiä FPGA-piirille tulevasta logiikasta. Logiikka jaetaan lohkoihin, joita voi halutessaan jakaa pienempiin lohkoihin, tehden kokonaisuudesta helpommin hallittavan. Lohkot sisältävät loogisen toteutuksen halutusta toiminnallisuudesta ja niitä voi tehdä usealla eri tavalla. Lohkot voivat olla: Totuustauluja, tilakoneita tai lohkodeigrammeja.

Totuustaulut toimivat seuraavalla periaatteella: Vertaa sisääntulon arvoa taulukossa olevaan ja vie ulostuloon vastaava viereisen sarakkeen arvo. Taulukon viimeinen arvo valitaan oletusarvoisesti, jos sisääntulon arvoa ei löydy taulukosta. Tilakoneet ovat järjestelmiä, jotka kuvaavat tiloja ja niiden muutoksia. Tilakone muuttaa tilaansa riippuen sen hetkisestä tilasta ja ulkoisista tuloista. Lohkodeigrammiin voi sijoittaa totuustaululohkoja ja tilakonelohkoja. Lohkodeigrammissa voidaan käyttää niin Boolean algebraa, kuin valmiiksi kirjastosta löytyviä komponentteja. Komponentteina ovat muun muassa vertailijat, laskurit ja binääristen laskutoimituksien toteutukset.

Työssä toteutettu D-luokkainen audiovahvistimen lohkototeutus on seuraavanlainen: A/D-muuntimen arvojen lukeminen, äänenvoimakkuuden säädin, kahden näytteen tallettaminen, keskiarvon laskeminen kahdesta näytteestä ja ulostulon ohjaus. Näiden viiden lohkon lisäksi tarvittiin vielä yksi ylimääräinen lohko, jonka tehtävä on viivästyttää A/D-muuntimelta tulevien arvojen lukemista siihen asti, kunnes aiempien neljän arvon keskiarvo on saatu laskettua ja siirrettyä eteenpäin ulostulolle. Alkuun on lisätty vielä yksi lohko, jonka tehtävänä on viivästyä ensimmäisen näytteen lukemista, jotta käyttöjännitteet ehtivät tasaantumaan.



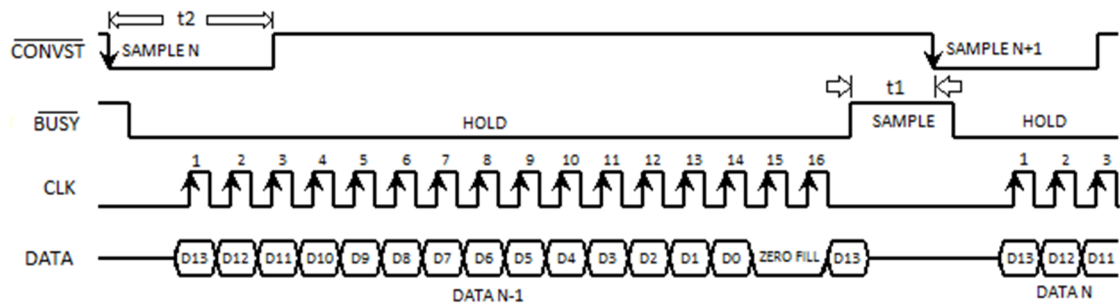
Kuva 27. Vahvistimen lohkokaavio.

Kuvassa (Kuva 27) on esitelty vahvistimen lohkokaavio. Alkaen vasemmalta ylhäältä on A/D-muuntimen arvon lukemisen toteuttava lohko, siitä oikealla on äänenvoimakkuuden säädin, kahden näytteen talletus, keskiarvon laskeminen ja ulostulon ohjaus. Käyttöjännitteiden ja laskennan lopputuloksen odotus on lohkokaaviossa alhaalla.

3.3.2 A/D-muuntimelta tulevan arvon lukeminen

A/D-muuntimelta lähteviä datakanavia on kahden tyyppisiä: sarja ja rinnakkaisia. Rinnakkaisessa datakanavassa jokaiselle luettavalle bitille on oma johdin ja data voidaan lukea samanhetkisesti kaikista johtimista. Työhön valitusta 14-bittisestä A/D-muuntimesta on versio, jossa data on luettavissa rinnakkaisesti, jolloin se vaatisi 14 johdinta pelkälle datakanavalle. Tästä syystä päätettiin valita sarjamuotoinen datakanava. Sarjamuotoisessa datakanavassa on vain yksi johdin ja data luetaan A/D-muuntimelta erillisen kellopulssin avulla.

A/D-muuntimella on yksi sisääntulo ja kolme ulostuloa, jotka yhdistävät A/D-muuntimen FPGA-piiriin. Sisääntulolla $\overline{\text{CONVST}}$ ohjataan hetkeä, jolloin A/D-muunnin alkaa ottaa näytettä. Ulostuloina on datakanava, kellopulssi ja $\overline{\text{BUSY}}$ -signaali. Jälkimmäinen ilmoittaa näytteenoton olevan käynnissä. Näytteenoton ollessa käynnissä tulostetaan edellinen näyte datakanavaan kellopulssin avulla. Data alkaa MSB-bitistä ja ulostulon kellokanavalle tuotetaan 16 kellopulssia, joista ensimmäiset 14 ovat databittejä ja loput kaksi täytebittejä (0). Ulostulevaa kelloa ei enää tämän jälkeen nosteta ylös ennen, kuin seuraava näyte on valmis tulostettavaksi.



Kuva 28. A/D-muuntimen ajoituskaavio.

Kuvassa (Kuva 28) on esitelty ajoituskaavio A/D-muuntimen toiminnasta. Datakanavan arvo on keskitetty kellopulssin nousevalle reunalla. Tällöin FPGA-piirin sisällä ei tarvitse viivästyä kellopulssia, jotta datakanavan arvo olisi varmasti ehtinyt asettumaan oikeaksi. A/D-muuntimen kellopulssi on datalehden mukaan noin 9.4 MHz [21]. Ajoituskaavioon merkitty aika t_1 ilmaisee, kuinka pian aiemman näytteen ottamisen jälkeen voidaan A/D-muunninta pyytää ottamaan uusi näyte. Aika t_2 ilmaisee vähimmäisaikaa, jonka ulostulo on pidettävä alhaalla, jotta näytteenotto A/D-muuntimessa varmasti onnistuu.

Ulostuloa $\overline{\text{CONVST}}$ ohjataan kahdella laskurilla. Ensimmäisen laskurin tehtävä on laskea aika t_1 , jonka jälkeen ulostulo $\overline{\text{CONVST}}$ voidaan kytkeä alas ja A/D-muuntimella näytteistys alkaa. Datalehden mukaan kyseinen aika on minimissään 250 ns, joten FPGA-piirin 50 MHz:n kelloaajuudella se vastaa vähintään 13 kellojaksoa. Toisen laskurin tehtävä on pitää ulostuloa t_2 alhaalla enintään 625 ns, eli 33 kellojaksoa, jotta välttyttäisiin virheiltä. Toisen laskurin ulostulon alhaalla pitoajaksi t_2 valittiin 200 ns, eli 10 kellopulssia.

Datan lukeminen hoidetaan laskurin avulla, joka laskee kuuteentoista asti ja alustetaan nolllaksi, $\overline{\text{BUSY}}$ -sisääntulon laskiessa alas. Laskuri antaa ulostuloonsa sen hetkisen arvon 4-bitin levyisenä datakanavana. Kanavalta tulevat bitit viedään AND-verkostoon, josta valitaan bitin mukaan aktiivinen kiikku, joka valittuna välittää datakanavalta luetun bitin. Laskuri lähtee liikkeelle nolllasta, jolloin ensimmäisen kellopulssin nouseva reuna siirtää AND-verkostossa luettavaksi bitiksi D13 ja valittu bitti vuorollaan ladataan kiikun ulostuloon käyttäen kiikun lataus-sisääntuloa. Luettu bittijono siirretään yhdistettynä eteenpäin seuraavalle lohkolle vasta, kun 16. kellopulssi on tullut.

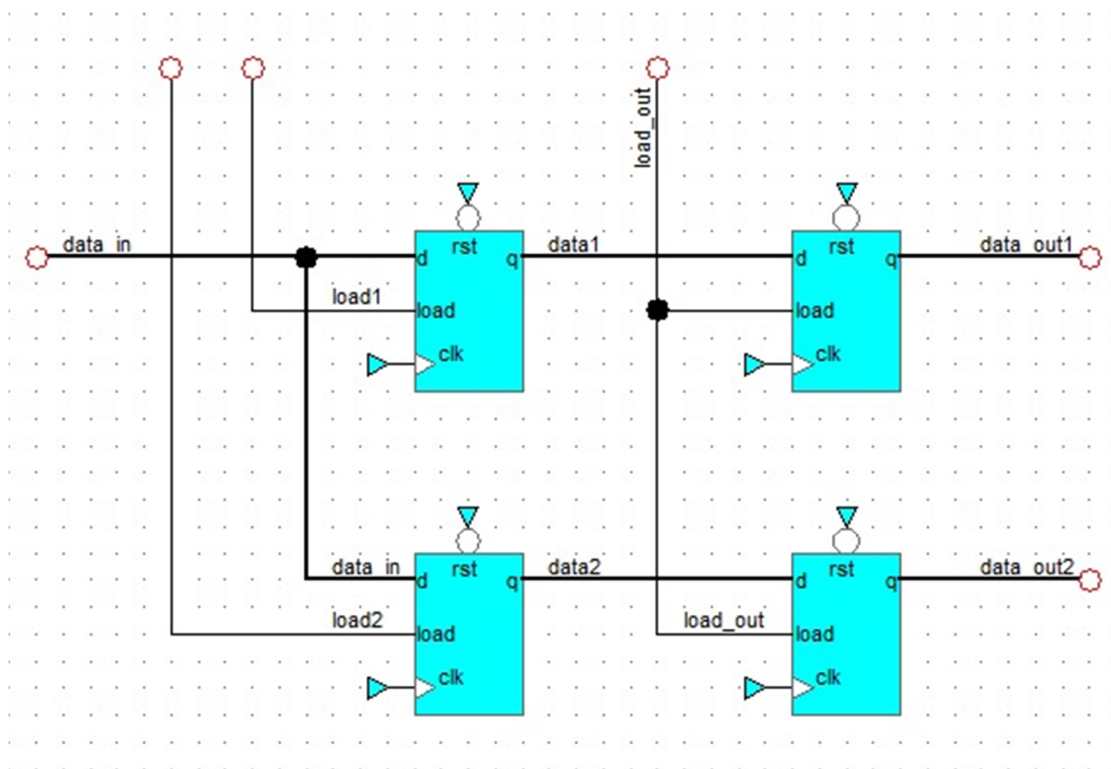
3.3.3 Äänenvoimakkuuden säätö

Äänenvoimakkuutta säädetään käyttämällä tarkkuudeltaan seitsemän-bittistä enkooderia. Enkooderin lähtö on kahdeksan-bittinen, josta totuustaulun avulla muunnetaan saatu arvo seitsemän-bittiseksi. Tämä siksi, että A/D-muuntimen arvo on

kahden komplementti, lisätään enkooderin ulostuloon yksi MSB-bitti, joka on nolla. Saatu kahdeksan-bittinen luku on kerrottavissa A/D-muuntimen sen hetkisellä näytteen arvolla, käyttämällä etumerkillistä kertojaa. Kertomalla enkooderin arvo ja A/D-muuntimen muunnettu arvo saadaan leveydeltään 22-bittinen datavektori. Edellisen vektorin ensimmäiset 14-bittiä sisältävät lasketun senhetkisen äänenvoimakkuuden näytteellä. Enkooderin säädettävät arvot ovat välillä 0 – 127. Enkooderin halutaan pitää äänenvoimakkuus samana arvolla 64, vaimentaa sitä pienemmillä ja vahvistaa suuremmilla arvoilla. Äänenvoimakkuus on säädettävissä lineaarisesti.

3.3.4 Keskiarvon laskenta

Käyttämällä laskuria, joka tutkii $\overline{\text{BUSY}}$ -signaalin tilaa, saadaan laskettua kaksi A/D-muuntimelta tullutta näytettä. Molemmilla näytteillä on oma vertailijansa ja kaksi kiikkua. Vertailijan tehtävä on tarkastella näytteen numeroa, eli laskurin ulostuloa. Valitsemalla ensimmäisen kiikun lataus sisääntulo aktiiviseksi saadaan sillä hetkellä datalinjassa oleva näyte siirrettyä ensimmäisen kiikun ulostuloon. Muulloin säilytetään kiikun ulostulossa aiemmin syötetty arvo. Molempien näytteiden tallettamisen jälkeen valitaan ulostulossa molempien näytteiden kiikun lataus sisääntulo yhtäaikaaisesti, jolloin voidaan siirtää molemmat näytteet yhtäaikaaisesti seuraavalle lohkolle.



Kuva 29. Näytteiden talletus.

Kuvassa (Kuva 29) on esitelty näytteiden talletus ja siirto seuraavalle lohkolle kiikkujen avulla. Ensimmäisiä kiikkua ohjaava lataus-sisääntulo valitaan aktiiviseksi vuorotellen

molemmille kiikuille ja lopuksi jälkimmäisten kiikkujen lataus–sisääntuloa käytetään aktiivisena. Kuvasta (Kuva 29) on selkeyden vuoksi poistettu kello– ja nollaussignaalit. Kiikut säilyttävät edellisen arvon ulostulossa, kunnes lataus–sisääntulo on aktiivinen.

Keskiarvo halutaan laskea kahdesta näytteestä, jolloin näytteenottotaajuudeksi saadaan 175.3 kHz. Keskiarvo lasketaan summaamalla molemmat datakanavat ja sen jälkeen jakamalla kahdella, eli siirtämällä desimaali pistettä yhden bitin verran vasemmalla. Yhteen laskiessa voi tapahtua ylivuoto, joten molempien datakanavien sisääntuloihin lisätään yksi MSB–bitti.

3.3.5 Ulostulon ohjaus

Ulostulossa valitaan kaksi johtavaa MOSFET:ia riippuen MSB–bitin arvosta. Valitut MOSFET:it johtavat virtaa kaiuttimen läpi MSB–bitin määräämään suuntaan. Kahden MUX:n avulla valitaan toiselle MOSFET–parille syötettävän datan mukaan muuttuva pulssisuhde ja toiselle nolla.

Keskiarvolle tehdään kahden komplementtimuunnos MSB–bitin ollessa yksi, jolloin saatu arvo on positiivinen. Ulostulolle tuleva data on leveydeltään 22–bittinen. Ensimmäiset 12–bittiä ovat merkitseviä ja lopuista lasketaan jakojäännös. Edelliseen 12–bittiseen datavektoriin lisätään yksi bitti, jakojäännöksen ollessa suurempi kuin puolet maksimista. Sisääntulosignaalin pulssisuhde voi olla 100 %. Pulssisuhteen maksimiksi halutaan kuitenkin 95 %, jottei kaiutinta kuormiteta liikaa suurilla sisääntuloilla. Lisäämällä väliin vertailija, joka MUX:n avulla muuttaa maksimiarvoksi $3422 * 0.95 = 3251$, saadaan haluttu 95 % maksimi pulssisuhde.

Ulostuloa ohjaa vertailija, joka vertailee saatua pulssisuhteen arvoa laskurin arvoon. Ulostuloa pidetään päällä, kunnes laskuri saa saman arvon, mitä pulssisuhteen arvo. Tällöin ulostuloon saadaan pulssisuhteen arvoa vastaava jännitetaso ja on saatu aikaiseksi haluttu vahvistus ulostuloon. Laskurin ulostulo muistuttaa sahalaita–aaltoa ja sen amplitudi kasvaa jatkuvasti kunnes uusi näyte on tullut keskiarvolaskennan läpi, jolloin laskuri nollataan.

3.4 Piirilevy

Piirilevyn suunnittelu vaatii useita iteraatiokierroksia. Piirilevyn suunnittelussa harvemmin saadaan päättää piirilevyn fyysisiä mittoja. Tehtävänä on suunnitella piirilevy siten, että komponenttien tarpeet tulee otetuksi huomioon. Suunnittelussa on käytettävä hyviä suunnittelusääntöjä, huomioiden ulos– ja sisääntuloterminaalien paikat piirilevyllä.

Jäähdytystä vaativien komponenttien paikat tuli ottaa huomioon ennen muita komponentteja. Erityisesti paljon lämpöä tuottavat MOSFET–komponentit vaativat

jäähdytyslevyn, jonka mitat eivät suunnitteluhetkellä olleet selvillä. Tämän vuoksi MOSFET-komponentit aseteltiin vierekkäin, ja niiden molemmille puolille jätettiin noin senttimetrin verran tyhjää tilaa jäähdytykselle. Piirilevyn sivuille jätettiin tila, joista jäähdytyslevyn kiinnityspultit voidaan viedä läpi.

Ulostulon komponentit olivat fyysiseltä kooltaan suurimpia. Suuren jännitekestävyyden omaavat polypropeenikondensaattorit päätettiin asettaa vierekkäin, jolloin piirilevyn leveys määräytyi kahden fyysisesti suurimman kondensaattorin pituuden mukaan. Kelat aseteltiin toiselle puolelle piirilevyä kondensaattoreiden liitinjalkojen väliin, jotta virtasilmukat jäisivät mahdollisimman lyhyiksi.

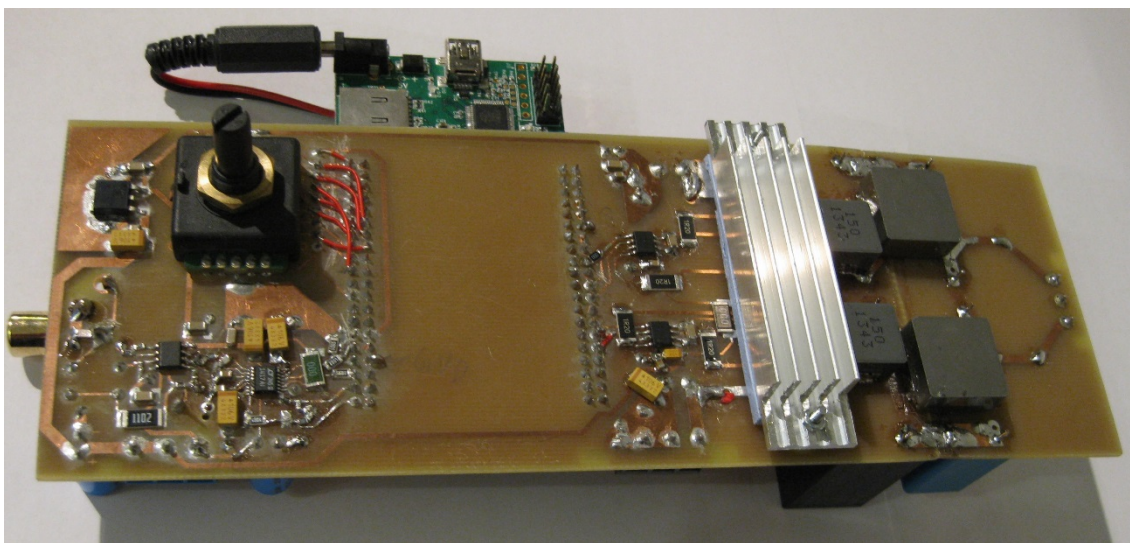
Piirilevylle vaadittiin alue, johon tulee kaksi dataliitintä BEMICRO CV – FPGA-kehitysalustalle. Alueelle ei voitu asentaa isoja läpivientikomponentteja, sillä kehitysalustan profiili on matala. Suunnittelussa päädyttiin lopputulokseen, että kehitysalustasta oli helpoin kytkeä toiselta dataliittimeltä MOSFET-komponenttien ohjaus, ja toiselta dataliittimeltä A/D-muuntimen ja enkooderin liitännät. Asettamalla kehitysalustan liittimet keskelle piirilevyä, ja komponenttien asettelun jälkeen työstämällä piirilevy mahdollisimman pieneksi saadaan kooltaan sopiva piirilevy toteutettua.

Maatason suunnittelussa lähdettiin liikkeelle periaatteesta: Jos ei ole aivan välttämätöntä rikkoa maatasoa, ei sitä rikota. Suunnittelun edetessä huomattiin tarve tehdä erillinen maa-alue sisääntulon analogisille komponenteille, ja yhdistää maa-alueet vain yhdessä paikassa, A/D-muuntimen alla. Tämä tarve muodostui +10 voltin käyttöjännitteen johdotuksesta, sillä jos aluetta ei olisi galvanisesti erotettu, olisivat käyttöjännitteen paluuvirrat kulkeneet suoraan analogisen operaatiovahvistimen alta ja mahdollisesti häirinneet sen toimintaa. Ulostuloa suunnitellessa varmistettiin, että käyttöjännitteiden johdinvetojen alla on rikkoutumaton maa-alue.

Käyttöjännitteiden liittimien paikat aseteltiin siten, että virtasilmukat jäisivät mahdollisimman lyhyiksi. Keskellä piirilevyä sen sivulla on ulostulon käyttöjännitteen- ja maaliitin, joka on nähtävissä kuvasta (Kuva 30). Käyttöjännite saatiin tällöin johdettua suoraan toiselle puolisiltakytkennälle. Ulostulon käyttöjännite oli saatava myös toiselle puolelle piirilevyä sijaitsevalle puolisiltakytkennälle. Johdotuksessa käytettiin hyppylankaa, jonka toisen pään välittömässä läheisyydessä on ylimääräinen suodatuskondensaattori. Ulostuloliitin oli aivan piirilevyn päässä keskellä, jolloin ulostulosuotimen komponenttien virtasilmukat ovat yhtä pitkät. FPGA-piirin, operaatiovahvistimen ja A/D-muuntimen käyttöjännite +5 voltia muunnettiin levyllä +10 voltin käyttöjännitteestä käyttäen lineaarista jänniteregulaattoria. Jänniteregulaattorin kotelotyyppiä valittiin TO-252, jotta se voitiin kiinnittää suoraan piirilevyn jäähdytystä varten, tyypiltään regulaattori on 7805. Operaatiovahvistin ja A/D-muunnin tarvitsevat -5 voltin käyttöjännitteen, joka tuotiin piirilevylle +10 voltin käyttöjännitteen kanssa samassa liittimessä.

Käyttöjännitteiden suodattamiseen tarvittiin piirilevyllä kondensaattoreita. Toimiakseen tehokkaimmin asetettiin ne liitinterminaalien välittömään läheisyyteen. Kondensaattorit toimivat samalla energiavarastoina piirilevyllä.

A/D-muuntimen ulostulon jännitetasot olivat lähellä sen käyttämää +5 voltin käyttöjännitettä. FPGA-piirin dataliitäntöjen maksimi sisääntulo- ja ulostulojännitteet olivat taas +3.3 voltia. A/D-muuntimen ulostulojännitteitä piti tällöin laskea sopivammiksi. Käyttäen kahta vastusta saatiin jännitteenjaon avulla FPGA-piirille sopivat jännitteet. Samalla vastuksien avulla rajattiin FPGA-piirille sisään tulevaa virtaa. Jakovastukset tuli asettaa mahdollisimman lähelle A/D-muuntimen ulostulopinnejä, jolloin johdinten hajakapasitanssit saatiin minimoitua.

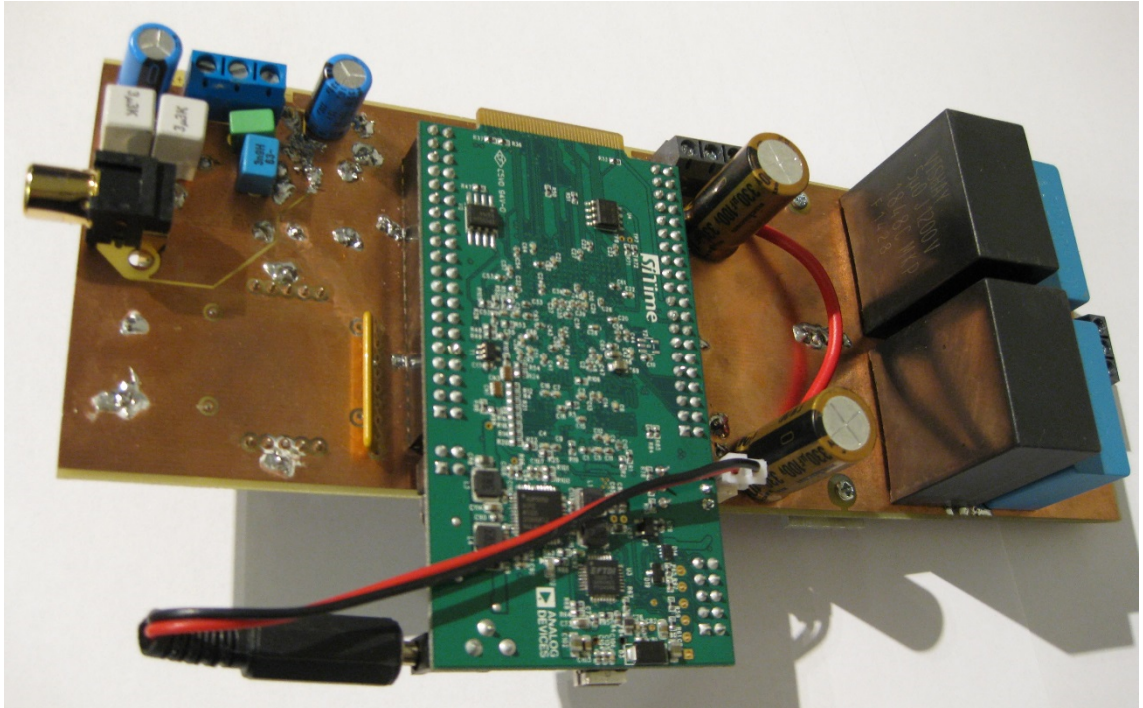


Kuva 30. Valmis laite yläpuolelta kuvattuna.

Kuvassa (Kuva 30) on valmis laite kuvattuna yläpuolelta. Piirilevynä on käytetty valoherkkää FR-4:sta. Suunnitteluvaiheessa ei huomioitu saatavilla olevan FR-4 levyn mittoja, jonka vuoksi päädyttiin liittämään kaksi FR-4 levyä yhteen; ensin liimaamalla ne epoksiliimalla, jonka jälkeen maapuolelle kolvattiin runsaasti tinaa piirilevyjen väliin.

Lämmön poistamiseksi pultattiin jäähdytys siili MOSFET:ien yläpuolelle. Jäähdytys siilin ja MOSFET:ien väliin on asennettu kuvassa näkyvä sininen lämpöä johtava tyyny, joka ei johda sähköä. Vasemmalla ylhäällä kuvassa (Kuva 30) on 7805-jänniteregulaattori asennettuna suoraan piirilevyyn ja sitä ympäröi kuparialue, sekä useita läpivientejä, joiden tehtävä oli siirtää lämpöä piirilevyn toiselle puolelle.

FPGA-piirin liittimien pinnijärjestystä suunniteltaessa tehtiin virhe, ja siitä johtuen kaikki FPGA-piirin liittimien pinnit tulivat peilikuvina alkuperäiseen verrattuna. Tämä johti siihen että osa I/O-pinneistä, joita ei saatu siirrettyä ohjelmoimalla niitä uudelleen piirille, tuli siirtää käyttäen hyppylankoja niille sopiville paikoilleen.



Kuva 31. Valmis laite alapuolelta kuvattuna.

Kuvassa (Kuva 31) on valmis laite kuvattuna alapuolelta. Analogiapuolen maa on yhdistetty muuhun piirilevyn maa-alueeseen vain yhdestä pisteestä A/D-muuntimen alapuolelta, joka on huomattavissa kuvassa railona sisääntulo RCA-liittimen läheisyydessä. FPGA-piiri on muutaman senttimetrin pidempi, toteutetun laitteen piirilevyn leveyteen verrattuna. FPGA-piiri vaati erillisen käyttöjännitelitännän, joka oli suunniteltu alun perin tulevan toiselle puolelle FPGA-piiriä, ja siitä johtuen johdin aiheutti pitkän virtasilmukan.

4. TULOKSET

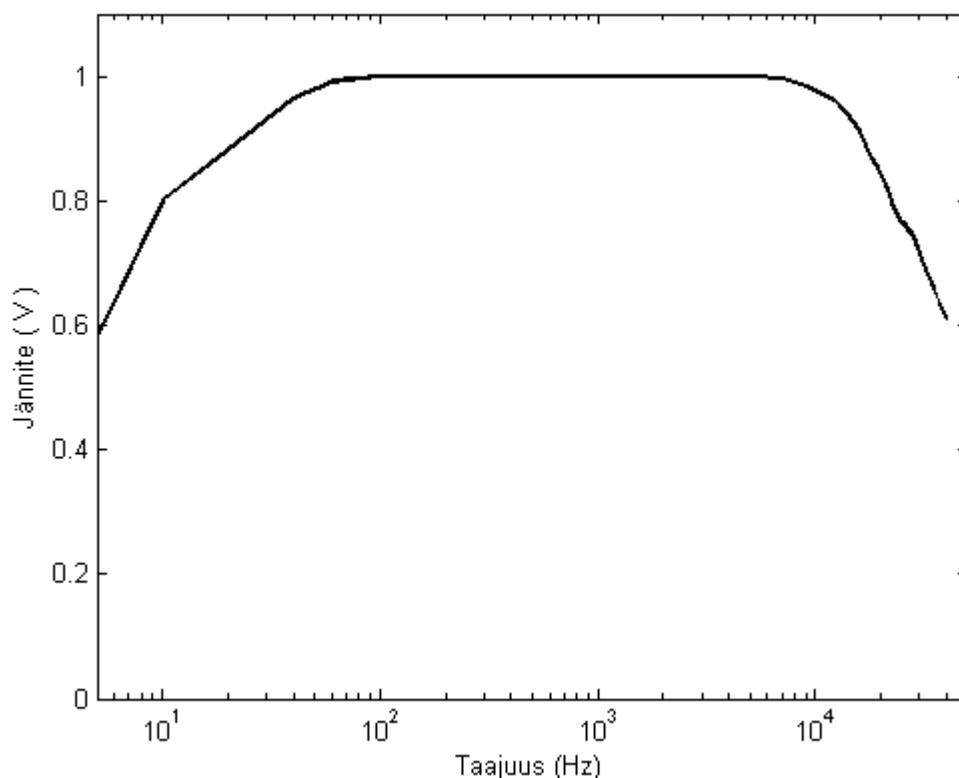
Työn mittaukset suoritettiin Tampereen teknillisen yliopiston elektroniikan laitoksen oppilaslaboratoriossa. Käyttöjännitelähteenä oli Thurlby Thandar Instrumentsin PL303QMD, josta piirille tuotiin +10 voltin jännite. A/D-muuntimen ja operaatiovahvistimen -5 voltin käyttöjännite saadaan käyttämällä erillistä hakkurilähdettä, joka muuntaa +5 voltin jännitteen -5 volttiin. Hakkurilähteestä aiheutuu käyttöjännitteisiin noin 20 mV:n häiriösignaali. Häiriö vääristi sopivasti audiosisääntuloa, jolloin se kuvasi pitkistä johtimista aiheutuvaa häiriötä. Johtimet keräävät muista laitteista häiriötä, ja pidemmällä matkalla useasta eri laitteesta summautunut häiriö voisi olla lähellä hakkurilähteen tuomaa häiriötä.

Tehonkulutus koko laitteella ilman ulostuloon kytkettyä kuormaa oli noin 1.45 wattia. Tehonkulutus saatiin selville kertomalla käyttöjännitelähteen ulostulojännite virranmittauksen keskiarvolla, eli 145 milliampeeria +10 voltilla. Vaihtelua keskiarvoisella virralla oli noin 15 milliampeeria, riippuen ulostulon pulssileveysmodulaation leveydestä.

Sisääntulosuotimen ja ulostulosuotimen amplitudivasteet mitattiin käyttämällä Agilent Technologies DSO-X 3032A oskilloskooppia. Sisääntulosuotimen amplitudivasteen mittauksessa oskilloskoopin pää kytkettiin A/D-muuntimen sisääntuloon ja maa-liitin lähelle piirin maa-johtimen liitintä. Oskilloskoopin pään ja maa liittimen väliselle induktiosilmukalle tuli pituutta noin 10 senttimetriä, joka yllätykseksi ei tuottanut näkyvää häiriötä. Ulostuloon oli kytketty mittaushetkellä neljän ohmin kuorma, 30 voltin käyttöjännitteellä. Kytkemällä induktiosilmukka oskilloskoopin mittauspäällä suoraan MOSFET:ien yläpuolelle oli ulostuloasteen häiriö selkeästi havaittavissa.

Ulostulosuotimessa käytetyt kelat ovat koteloituja, joka selkeästi vähensi oskilloskoopin mittapäissä näkyvää häiriötä verrattuna koteloimattomiin keloihin. Kandidaatin työssä [23] käyttämäni kelat olivat koteloimattomia ferriittisydänkeloja, joista lähtevä häiriö oli mitattavissa kahden metrin päässä toisen työpisteen vastaavalla oskilloskoopilla ja olivat suuruudeltaan joitain kymmeniä millivoltteja.

Amplitudivasteen mittaamiseen käytettiin signaaligeneraattoria, josta tuodaan sisääntuloon amplitudiltaan samaa jännitettä vaihtelemalla taajuutta. Signaaligeneraattorina käytettiin Hewlett Packardin 33120A. Vahvistimen sisään tuleva signaali on muodoltaan sini-muotoista signaalia, jonka jännite on $0.460 V_{pk-pk}$. A/D-muuntimen sisääntulossa on mitattavissa yhden voltin suuruinen jännite yhden kHz:n taajuudella, jolla saatua amplitudia pidettiin referenssi amplitudina mittauksissa.

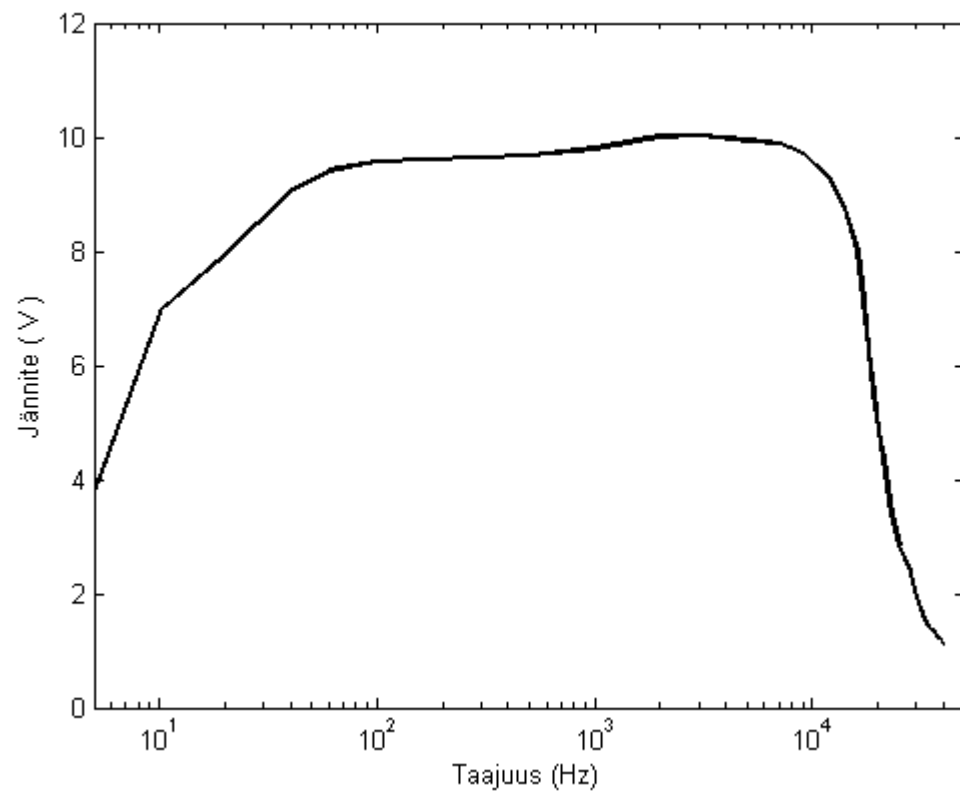


Kuva 32. Sisääntulosuotimen amplitudivaste.

Sisääntulosuotimen amplitudivasteeksi saatiin kuvan (Kuva 32) mukainen. Suotimen -3 dB:n rajataajuuksiksi saatiin 8 Hz ja 31 kHz. Lasketut rajataajuudet olivat noin 8 Hz ja 20 kHz:iä, joten alipäästösuoitimen tapauksessa poikkeamaa oli melko paljon. Syyksi oletettiin piirilevyn johdinvetojen välissä syntyvä kapasitanssi. Suodin kuitenkin toimii muilta osin toivotulla tavalla.

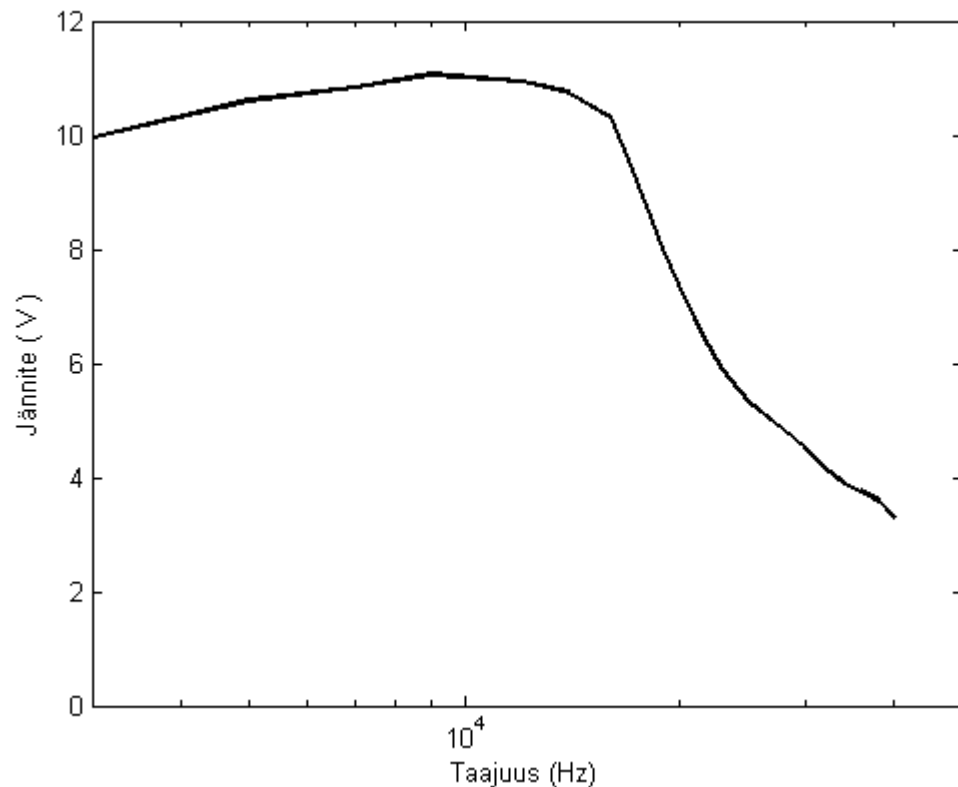
Ulostulon amplitudivaste mitattiin ensin käyttämällä sisääntulosuodatinta ja sen jälkeen poistamalla sisääntulosuotimen alipäästön kondensaattorit, jolloin suodin toimii puskurivahvistimena. A/D-muuntimen maksimi sisääntulojännitteet ovat ± 2.048 voltia; syöttämällä yhden V_{pk-pk} sini-muotoista signaalia, on ulostulon pulssileveysmodulaation pulssisuhde maksimissaan 50 %. Äänenvoimakkuus oli säädetty noin kahteen kolmasosaan maksimista. Ulostulon käyttöjännite V_{CC} oli 30 voltia. Ulostuloon kytkettiin neljä yhden Ω :n vastusta sarjaan, joiden toleranssi oli 10 %. Kokonaiskuormaksi saatiin tällöin yleismittarin mukaan 4.2 ohmia.

Mittaukset suoritettiin kytkemällä oskilloskoopin mittapää kiinni 4.2 Ω :n kuorman päihin ja asettamalla oskilloskooppi vertailumittaustilaan, jossa toisen kanavan sen hetkinen mittaustulos vähennetään toisesta kanavasta.



Kuva 33. Ulostulosuotimen amplitudivaste.

Kuvassa (Kuva 33) on esitelty ulostulon amplitudivaste. Mittauksissa ulostulossa oli havaittavissa $2.9 V_{pk-pk}$ kytkentätaajuuksista häiriötä, noin 10 kHz:n taajuudella, vaikka laskettu arvo olisi pitänyt olla joitain kymmeniä millivolteja. Ulostulon -3 dB:n rajataajuus sijaitsee noin 17 kHz:n taajuudella.



Kuva 34. Ulostulosuotimen amplitudivaste ilman sisääntulosuodinta.

Kuvassa (Kuva 34) on esitelty ulostulon amplitudivaste ilman sisääntulosuodattimen alipäästösuodatusta. Ensimmäinen mittaustulos on kolmen kilohertsin taajuudella, jolloin sisääntulosuotimen ylipäästöosalla ei ole vaikutusta mittauksiin. Mittauksella haluttiin selvittää suotimen käyttäytyminen suuremmilla taajuuksilla, kuin mitä ihmiskorva kykenee kuulemaan. Taajuuksien 12 – 14 kHz:n välissä esiintyy amplitudipiikkejä, mutta simuloitua amplitudipiikkiä 32 kHz:n taajuudella ei esiinny. Kyt kentätaajuudella syötetty sini-muotoinen signaali näkyy ulostulossa $1.17 V_{pk-pk}$ voimakkuudella. Ulostulon vertailujännitteen ollessa $10.8 V_{pk-pk}$ saadaan vaimentumaksi logaritmisella asteikolla 19.3 desibeliä. Kyt kentätaajuudella ulostulossa näkyvä sini-muotoinen signaali oli suuri verrattuna laskettuun. Ulostulossa oleva energia puretaan kyt kentätaajuudella MOSFET:ien suojadiodien avulla. Näistä seuraavat jännitepiikit voivat aiheuttaa jännitteen hetkellisiä muutoksia, jotka tulivat mukaan mittauksiin ja tämän vuoksi vääristävät mittaustulosta kyt kentätaajuudella.

Mitattaessa A/D-muuntimen datakanavan ulostuloa ilman sisään tulevaa signaalia havaittiin A/D-muuntimella olevan pieni DC-taso ulostulossa. Ulostulo oli kahdenkomplementista laskettuna suuruudeltaan miinus kaksi, eli 0.244 millivoltia. Vastaava DC-taso ulostulossa on 7.32 millivoltia, käyttöjännitteen ollessa 30 voltia. Ulostulon DC-taso voidaan poistaa halutessa FPGA-piirillä lisäämällä saatuun A/D-

muuntimen arvoon 2 käyttämällä etumerkillistä summainta. DC-taso on kuitenkin niin pieni, ettei siitä ole haittaa kaiuttimelle.

Mittauksissa huomattiin ulostulevan aaltomuodon vääristyvän alle 10 kHz:n taajuuksilla. Ulostulon pulssileveysmodulaatio on oikeanmuotoista alle 10 kHz:n taajuuksilla, joten syyksi oletettiin aluksi MOSFET:ien ajureiden oskillointia. Hilan ja ajurin välissä oleva vastus asetettiin kulkemaan suorassa kulmassa sisääntulojen päältä. Nopea jännitteenmuutosnopeus ajurin ulostulossa saattaa häiritä sisääntulojen ohjauslogiikkaa ja siten aiheuttaa jonkin verran häiriötä ulostuloon. Kytkemällä kaiutin suoraan MOSFET:ien lähtöön huomattiin äänen toistuvan puhtaasti kaikilla taajuuksilla, josta pääteltiin ulostulosuotimen komponenttien varaavan energiaa, ja purkavan sen suojadiodien avulla kuorman läpi aiheuttaen ulostuloon hyötysignaalin vääristymää.

5. YHTEENVETO

Toteutettu audiovahvistin saatiin toimimaan lähes täydellisesti. Häiriötä esiintyi alle 10 kHz:n taajuuksilla ulostulon suodattimissa ja häiriö voimistuu alempia taajuuksia toistettaessa. Häiriö johtuu ulostulosuotimeen varautuneesta energiasta, joka johdetaan MOSFET:ien suojadiodien avulla takaisin käyttöjännitteelle. Suojadiodien lopettaessa johtamisen purkautuu diodien lataus, ja latauksen purkautumisen suodattamiseksi kytkentään tulisi lisätä vaimentimet. Yli 10 kHz:n taajuuksilla ulostulon signaali ei vääristy. THD:ta ei laitteesta mitattu, mutta oskilloskoopin ruudulta tarkasteltuna yli 10 kHz:n taajuudet toistuivat puhtaasti ja särö jäi huomaamattoman pieneksi.

Hyötysuhde jäi hieman 95 %:in tavoitteesta, ja parhaimmillaan päästiin yli 90 %:iin. Pienillä tehoilla hyötysuhde jäi alemmalle tasolle, mikä oli odotettavissa. Alemmat hyötysuhteet johtuvat siitä, että piiri käyttää tehoa tyhjäkäyntiin riippumatta ulostulon voimakkuudesta. Piiriin ei toteutettu minkäänlaista virransäästöä, ja A/D-muunnos suoritetaan riippumatta siitä onko sisääntuloon kytketty hyötysignaalia vai ei.

Tyhjäkäynnillä ulostulossa ei esiintynyt ylimääräisiä ääniä tai häiriöitä. Tämä tarkoitti, että käyttöjännitteistä ei siirtynyt häiriötä A/D-muunnoksen yhteydessä hyötysignaaliin. Vahvistimessa ei käytetty takaisinkytkentää ulostulosta sisääntuloon, joten käyttöjännitteiden heilahduksista johtuvaa pulssileveysmodulaation vääristymää ei voida vaimentaa.

LÄHTEET

- [1] Jun Honda & Jonathan Adams, Class D audio amplifier basics, Application Note AN–1071, 2005, [Viitattu 24.10.2014]. Saatavissa: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>
- [2] Silicon Labs, Application Note AN–490, 2010, s. 6 [Viitattu 19.8.2014]. Saatavissa: <http://www.silabs.com/support%20documents/technicaldocs/AN490.pdf>
- [3] Wikipedia, Butterworth filter, [Viitattu 27.8.1014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth_filter
- [4] Wikipedia, Operational amplifier, [Viitattu 25.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier#Op-amp_characteristics
- [5] Wikipedia, Slew Rate, [Viitattu 25.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Slew_rate
- [6] Wikipedia, Common Mode Rejection Ratio, [Viitattu 25.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Common-mode_rejection_ratio
- [7] Wikipedia, Johnson–Nyquist noise, [Viitattu 26.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Johnson%E2%80%93Nyquist_noise
- [8] Wikipedia, Distortion: Amplitude Distortion, [Viitattu 26.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Distortion#Amplitude_distortion
- [9] Analog Devices, Operational Amplifier Distortion MT–053, 2009, [Viitattu 27.8.2014]. Saatavissa: <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-053.pdf>
- [10] Sergio Franco, Design with operational amplifiers and analog integrated circuits 3rd edition, McGraw–Hill, 2002. 134 s.
- [11] Wikipedia, Sallen–Key topology, [Viitattu 28.8.2014]. Saatavissa: http://en.wikipedia.org/wiki/Sallen-Key_topology
- [12] Yang Boon Quek, Application Report Class–D LC Filter Design, April 2006 (Revised January 2008), [Viitattu 1.9.2014]. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/an/sloa119a/sloa119a.pdf>
- [13] Hank Zumbahlen, Linear Circuit Design Handbook, Elsevier/Newnes, 2008, Section 8.5.

- [14] Keith W. Whites, Class Notes Lecture 11: Ladder Filters, 2006, [Viitattu 3.9.2014]. Saatavissa:
http://whites.sdsmt.edu/classes/ee322/class_notes/322Lecture11.pdf
- [15] Arthur Williams & Fred Taylor, Electronic filter design handbook 4th edition, McGraw–Hill, 2006, 426 s.
- [16] Wikipedia, Field programmable gate array, [Viitattu 30.9.2014]. Saatavissa:
http://en.wikipedia.org/wiki/Field-programmable_gate_array
- [17] Wikipedia, Logic gate, [Viitattu 30.9.2014]. Saatavissa:
http://en.wikipedia.org/wiki/Logic_gate
- [18] Wikipedia, Kiikku, [Viitattu 13.10.2014]. Saatavissa:
[http://fi.wikipedia.org/wiki/Kiikku_\(digitaalitekniikka\)](http://fi.wikipedia.org/wiki/Kiikku_(digitaalitekniikka))
- [19] Wikipedia, Multiplexer, [Viitattu 13.10.2014]. Saatavissa:
<http://en.wikipedia.org/wiki/Multiplexer>
- [20] IRF6648 datalehti, International Rectifier, 2006, [Viitattu 15.12.2014]. Saatavissa: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf6648pbf.pdf>
- [21] LTC1417 datalehti, Linear Technology, 1999, [Viitattu 15.12.2014]. Saatavissa: <http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1417fas.pdf>
- [22] UCC27211D datalehti, Texas Instruments, 2012, [Viitattu 15.12.2014]. Saatavissa: <http://www.ti.com/lit/ds/symmlink/ucc27211.pdf>
- [23] Panu Leinonen, Monokanavainen subwoofervahvistin, Tampereen teknillinen yliopisto, 2013.